



Détection multi-utilisateurs pour un réseau de modems acoustiques sous-marins

Karim Ouertani

► To cite this version:

Karim Ouertani. Détection multi-utilisateurs pour un réseau de modems acoustiques sous-marins. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Télécom Bretagne, Université de Bretagne-Sud, 2013. Français. NNT: . tel-00960997

HAL Id: tel-00960997

<https://theses.hal.science/tel-00960997>

Submitted on 19 Mar 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Présentée à

TELECOM BRETAGNE

en Co-tutelle avec

L'ECOLE NATIONALE D'INGENIEURS DE TUNIS

En habilitation conjointe avec l'Université de Bretagne Sud

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR de Telecom Bretagne

et

DOCTEUR de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis

Mention : **Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication**

Par

Karim OUERTANI

***Détection multi-utilisateurs pour un réseau de modems acoustique
sous-marin furtif***

Soutenue le 2 décembre 2013 devant le jury composé de :

- Président : Houria REZIG, Professeur, ENIT
- Rapporteurs : Jean-Pierre CANCES, Professeur, Université de Limoges
Ridha BOUALLEGUE, Professeur, Sup'Com
- Examineurs : Emmanuel BOUTILLON, Professeur, Université de Bretagne Sud
Samir SAOUDI, Professeur, Télécom Bretagne
Ammar BOUALLEGUE, Professeur, ENIT
- Invité : Mahmoud AMMAR, Maître-assistant, ENIT

Remerciements

Je tiens d'abord à adresser de profonds et sincères remerciements à mon directeur de thèse Professeur Samir Saoudi pour avoir accepté d'encadrer mes travaux de thèse en premier lieu et pour m'avoir accompagné toutes ces années avec beaucoup de disponibilité, de patience, d'écoute et d'encouragements permanents. Son encadrement m'a permis de recevoir une formation très riche, sur le plan professionnel comme sur le plan humain. Je tiens à lui exprimer toute ma gratitude. J'espère pouvoir démontrer dans les années à venir être à la hauteur de la confiance indéfectible dont il m'a honoré et qui restera pour moi une leçon de vie.

Je voudrais également remercier mon co-directeur de thèse Professeur Ammar Boual-lègue et mon encadrant Monsieur Mahmoud Ammar de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis pour leur encadrement et leur disponibilité, ainsi que pour la formation que j'ai reçu à l'ENIT bien en amont de la thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Ramesh Pyndiah, directeur du département Signal et Communications de TELECOM Bretagne pour m'avoir accueilli au sein du département et permis d'y réaliser ce travail.

Je remercie Jean Pierre Cances, Professeur à l'Université de Limoges et Ridha Boual-lègue, Professeur à l'école Supérieure des Communications de Tunis pour avoir accepté de rapporter cette thèse.

Je remercie également Mme Houria Rezig, Professeur à l'école Nationale d'Ingénieurs de Tunis, pour m'avoir fait l'honneur d'être membre et président du jury de ma thèse et Monsieur Emmanuel Boutillon, Professeur à l'Université de Bretagne Sud pour avoir accepté d'être membre examinateur dans le jury de ma thèse.

Je suis reconnaissant envers les divers membres du département Signal et Communi-cations de TELECOM Bretagne qui ont, par de multiples discussions, permis de me faire découvrir toute la diversité du métier de la recherche.

Je voudrais également remercier l'ensemble du personnel administratif et technique de TELCOM Bretagne, qui ont su m'apporter tout au long de cette thèse un soutien sans faille. Je tiens particulièrement à remercier Mme Fabienne Guyader pour son soutien

constant et son amabilité durant toutes les années que j’ai passé à TELECOM Bretagne.

Je tiens à remercier les doctorants (actuels et anciens) des divers départements avec lesquels j’ai pu nouer des contacts et des amitiés et avec qui je garde de très bons et riches souvenirs. Je pense en particulier à Salim, Imen, Hmaied, Abdel Hamid, Bassam, Noomane, Fadoua, Amin, Andrzej, Goulven, Rabbie, Hakim, Brahim, Souhaila, Imen, Sahbi, Dhouha et Faïgel.

Je souhaiterai remercier certains amis très proches, et en particulier Ramy, Sami, Issam, Aymen, Amin, Maher, Youssef, Saoussen, Mehdi et Hajer. Je n’oublie pas Omar à qui je souhaite une vie pleine de réussite.

Pour finir je souhaiterais affectueusement saluer mes parents, ma tante, mes frères et ma soeur Rym pour leur soutien sans failles dans mes moments de doute et de difficultés.

Table des matières

Remerciements	i
Table des matières	iii
Table des figures	v
Liste des tableaux	viii
Liste des abréviations	ix
Liste des notations	xi
Résumé	xiii
Abstract	xvi
Publications	xvii
Introduction	1
1 Caractérisation du canal sous-marin	5
1.1 Propagation des ondes acoustiques dans l'eau	5
1.2 L'onde acoustique	7
1.3 Les profils de célérité du son dans l'eau	8
1.4 Les pertes de propagations	10
1.4.1 Les pertes par divergence géométrique	10
1.4.2 Pertes par amortissement	10
1.4.3 Pertes totales de propagation	12
1.5 Caractéristiques du canal sous-marin petits fonds	14
1.5.1 Définitions	14
1.5.2 Généralités	15

1.5.3	La réponse impulsionnelle du canal sous-marin petits fonds	16
1.5.4	Modélisation du canal acoustique sous-marin	18
1.5.5	Modèle de Jakes pour l'évanouissement de Rayleigh multi-trajets . .	19
1.6	Conclusion	21
2	Introduction aux systèmes CDMA et étalement de spectre	23
2.1	Introduction	23
2.2	Principe du CDMA	24
2.3	Etalement de spectre par séquence directe	25
2.4	Les codes d'étalements et de brouillage	28
2.4.1	Les séquences d'étalements	28
2.4.2	Les codes de brouillage	30
2.5	Modèle d'un système CDMA synchrone sur un canal Gaussien	32
2.5.1	Détecteur conventionnel	34
2.6	Modèle d'un système CDMA asynchrone	35
2.6.1	Transmission sur un canal gaussien	35
2.6.2	Transmissions sur un canal à trajets multiples	36
2.7	Les systèmes de détection CDMA multi-utilisateurs	38
2.7.1	Le récepteur RAKE	39
2.7.2	Performances du récepteur RAKE	41
2.7.3	Le détecteur optimal	43
2.7.4	Détection multi-utilisateurs par suppressions d'interférences	43
2.7.5	Description du détecteur SIC pour un système AMRC synchrone . .	44
2.7.6	La suppression successive linéaire multi-étages des interférences . .	47
2.7.7	Traitement en fenêtre glissante	48
2.7.8	Cellule de suppression d'interférences (ICU)	49
2.8	Conclusion	52
3	Performances des récepteurs avec estimation de canal	55
3.1	Principe de l'approche Bayésienne pour des récepteurs optimaux	56
3.2	Estimation de canal par corrélations pour les systèmes CDMA	57
3.2.1	Principe de la méthode d'estimation du canal	57
3.2.2	Résultats de simulations	59
3.3	Estimation du canal par interpolation de Lagrange	60
3.4	Estimation multi-utilisateurs du canal par suppression d'interférences . . .	63
3.5	Introduction du codage de canal et des codes correcteurs d'erreurs	66
3.6	Codage / Décodage à entrées pondérées.	68

3.6.1	Codage.	68
3.6.2	Décodage à entrées pondérées.	70
3.6.3	Décodage algébrique : Méthode de Peterson.	72
3.6.4	Ajout d'un bit de parité.	73
3.6.5	Complexité.	74
3.7	Performances - Comparaison.	76
3.7.1	BCH (15, 11).	77
3.7.2	BCH (63, 45).	78
3.7.3	BCH (127, 106).	78
3.7.4	LDPC (144, 96).	79
3.7.5	LDPC (72, 48).	81
3.7.6	Comparaison générale.	81
3.8	Conclusion	84
4	Traitement de données réelles	87
4.1	Introduction	87
4.2	Données émises	87
4.3	Traitement des données	89
4.3.1	Synchronisation trame	89
4.3.2	Estimation de canal	91
4.3.3	Introduction d'un facteur d'oubli	92
4.4	Résultats sur des données réelles	94
4.4.1	Dépouillement des données	94
4.4.2	Introduction d'un facteur de puissance	98
4.5	Conclusion	100
	Conclusions et perspectives	101
	Bibliographie	103

Table des figures

1.1	Les profils de température, de salinité et de la célérité à un point de l'Atlantique de latitude = 30° et de longitude = -60°	9
1.2	Evolution de $\alpha(f)$ en fonction de la fréquence	11
1.3	Pertes totales de propagation en fonction de la distance pour différentes profondeurs	13
1.4	Pertes totales de propagation en fonction de la fréquence et de la distance	13
1.5	Interaction de l'onde avec le milieu de propagation	15
1.6	Réponse impulsionnelle du canal à trajets multiple	16
2.1	Étalement de spectre par séquence directe pour un système CDMA	26
2.2	Récepteur élémentaire et désétalement	27
2.3	Arbre de codes pour la génération des codes orthogonaux	29
2.4	Schéma pratique de génération des codes de scrambling long.	31
2.5	Détecteur conventionnel pour un système CDMA synchrone.	35
2.6	Modèle de l'émetteur d'un système CDMA sur un canal à trajets multiples	37
2.7	Récepteur RAKE pour un canal multi-trajets	39
2.8	Performances d'un récepteur RAKE pour un canal multi-trajets	42
2.9	Unité de suppression d'interférence $(ICU)_k^{(m)}$ de l'utilisateur k à l'étage m .	45
2.10	Structure multi-étages de la suppression successive linéaire des interférences.	46
2.11	Fenêtre de traitement	49
2.12	Cellule de suppression d'interférence $ICU_k^{(m)}$ pour l'utilisateur k à l'étage m	50
2.13	Performances d'un récepteur SIC/RAKE pour un canal multi-trajets	52
3.1	Modules de l'estimateur du canal	57
3.2	Performances d'un récepteur RAKE pour un canal multi-trajets avec estimation de canal	60

3.3	Performances d'un récepteur RAKE avec estimation de canal par corrélation et par interpolation de Lagrange - $K=3$	62
3.4	Performances d'un récepteur RAKE avec estimation de canal par corrélation et par interpolation de Lagrange - $K=5$	63
3.5	Cellule d'estimation et de suppression d'interférence ICU_k pour l'utilisateur k	65
3.6	Performances d'un récepteur SIC/RAKE avec estimation multi-utilisateurs de canal - $K=3$	66
3.7	Famille BCH (15, 11)	78
3.8	Famille BCH (63, 45)	79
3.9	Famille BCH (127, 106)	80
3.10	LDPC (144 96)	80
3.11	LDPC (72 48) - 1ier code	81
3.12	Comparaison BCH	82
3.13	Comparaison BCH - E_{bc}/N_0	83
3.14	Comparaison générale	83
3.15	Comparaison générale - E_{bc}/N_0	84
4.1	Exemple d'un signal enregistré au niveau des antennes de réceptions.	88
4.2	Recherche des pics de corrélations pour la synchronisation trame.	90
4.3	Recherche des pics de corrélations pour la synchronisation trame.	90
4.4	Evolution de la réponse impulsionnelle du canal dans le temps.	91
4.5	Constellation obtenue en sortie du récepteur RAKE.	92
4.6	Facteur d'oubli α en fonction du SNR - $L=6$ trajets, $f_d=6$ hz	93
4.7	EQM en fonction de α - Enregistrement " <i>Cdma_L256_voie_I_10006.bin</i> ". 95	
4.8	EQM en fonction de α - Fichier " <i>Cdma_L256_voie_gibft_30009_I.bin</i> ".	96
4.9	EQM en fonction de α - Enregistrement " <i>Cdma_L256_Station_N2.bin</i> ".	97
4.10	EQM en fonction de α - Enregistrement " <i>Cdma_L256_Station_N5.bin</i> ".	98
4.11	Combinaison des trajets les plus puissants.	99

Liste des tableaux

1.1	Correspondance entre le niveau d'émission et la puissance d'émission d'une source omnidirectionnelle.	8
3.1	Codes sélectionnés	68
3.2	Complexité décodeur algébrique.	74
3.3	Complexité BCH.	75
3.4	Complexité LDPC (N, K).	76
3.5	Complexité LDPC (144, 96)	76
3.6	Conversion $E_b \rightarrow E_{bc}$: décalage en dB.	77
4.1	Nombre d'erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement " <i>Cdma_L256_voie_I_10006.bin</i> "	95
4.2	Nombre d'erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement " <i>Cdma_L256_voie_I_30009.bin</i> "	96
4.3	Nombre d'erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement " <i>Cdma_L256_Station_N2.bin</i> "	97
4.4	Nombre d'erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement " <i>Cdma_L256_Station_N5.bin</i> "	97

Liste des abréviations

CDMA	Code Division Multiple Access
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
ML	Maximum Likelihood
RSB	Rapport Signal sur Bruit
TEB	Taux d'Erreur Binaire
SIC	Successive Interference Cancellation
I	In-Phase
Q	Quadrature
SF	Spreading Factor
IAM	Interférence d'Accès Multiple
IES	Interférence Entre Symboles
ICU	Interference Cancellation Unit
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor
LDPC	Low Density Parity Check
BCH	Bose, Chaudhuri et Hocquenghem
EQM	Erreur Quadratique Moyenne

Liste des notations

\mathbb{R}	Ensemble des réels
\mathbb{C}	Ensemble des nombres complexes
\mathbf{M}	Matrice à éléments réels ou complexes
$\mathbf{v} * \mathbf{y}, (v * y)(t)$	Produit de convolution des vecteurs \mathbf{v} et \mathbf{y} , des signaux $v(t)$ et $y(t)$
$\mathbf{M}_{m \times n}$	Matrice à m lignes et n colonnes
\mathbf{M}^T	Transposée d'une matrice
\mathbf{M}^{-1}	Inverse de la matrice \mathbf{M}
$(\cdot)^H$	Opérateur Hermitien (conjugué transpose)
$ \cdot $	Le module d'un nombre complexe
\mathbf{v}	Vecteur réel ou complexe
\mathbf{v}_k	$k^{\text{ème}}$ composante du vecteur \mathbf{v}
x^*	conjugué de x
$\hat{x}, \hat{\mathbf{v}}$	estimateur de la variable x , du vecteur \mathbf{v}
$\Re(x)$	Partie réelle de x
$\Im(x)$	Partie imaginaire de x
$\text{sgn}(\cdot)$	Fonction signe
δ	Distribution de Dirac
$\mathbb{E}[\mathbf{v}]$	Espérance mathématiques de \mathbf{v}
$\ \mathbf{v}\ $	Norme euclidienne du vecteur \mathbf{v}

Résumé

Pour certaines applications, le besoin de recourir à des communications furtives est essentiel, notamment pour des transmissions militaires. Le canal acoustique sous-marin est un milieu naturellement très bruyé. Il est sujet à de nombreuses sources de bruits, de réflexions et de réfractions des ondes acoustiques qui font apparaître des trajets multiples. En tenant compte de l'aspect multi-trajets du canal sous-marin et de l'émission d'ondes acoustiques peu détectables pour les besoins de notre application, nous avons proposé un système de transmission basé sur l'étalement de spectre par séquence directe et de l'accès multiple à répartition par codes. Nous avons présenté les récepteurs adaptés à cette méthode de transmission et nous avons étudié leurs performances pour des canaux multi-trajets avec de l'interférence multi-utilisateurs. La structure de ces récepteurs permet à la fois d'estimer les paramètres des canaux multi-trajets par l'application d'un banc de filtres adaptés aux signaux d'étalements des différents utilisateurs et de profiter de la diversité spatiale du canal sous-marin grâce à une recombinaison cohérente de l'énergie des différents trajets, après l'estimation du canal. L'estimation des temps des retards et des amplitudes sont obtenues à la sortie des filtres adaptés aux signaux des utilisateurs, au rythme symbole. Nous montrons qu'il est possible d'améliorer les performances du système en appliquant une méthode de suppression successive de l'interférence. Les résultats obtenus montrent que le système proposé permet de garantir de très bonnes performances à des rapports signal à bruit très faible, avec une convergence rapide en seulement trois étages d'itérations. Enfin, nous proposons d'introduire un codage de canal afin d'améliorer les performances en termes de robustesse grâce à des codes correcteurs d'erreurs. Certains des algorithmes développés au cours de cette thèse ont finalement été testés sur des données réelles, ce qui a permis notamment de démontrer en pratique les bonnes performances du système. Le dépouillement des données réelles a permis de mettre en évidence le profil des canaux multi-trajets dans les zones d'expérimentation. Comme l'estimation du canal et la détection des signaux peuvent être coûteuses en temps de calcul, nous proposons de tenir compte du profil réel des canaux multi-trajets et de réduire le nombre des trajets à considérer selon la puissance du trajet principal d'une manière adaptative.

Mots clés : Communications acoustiques sous-marine, DS-CDMA, estimation de canal, détection multi-utilisateurs, RAKE, SIC/RAKE, codage canal.

Abstract

For some applications the need for stealth and covert communications is crucial, especially for military purposes. The underwater acoustic channel is very noisy environment. It is subjected to multiple noise sources, reflections and refractions of acoustic waves, which creates multipath. Considering the multipath nature of the underwater acoustic channel and the transmission of acoustic waveforms at very low signal to noise ratio (SNR) as the need for low probability of intercept (LPI) is essential for our application, we propose a transmission scheme based on direct sequence spreading spectrum and code division multiple access (DS-CDMA). We present the receivers structures for this transmission method and we evaluate their performance. We study the performance of the proposed receivers for Rayleigh fading multipath channels in presence of multiuser access interference. The receivers structures allow both the channel parameters estimation by using a bench of matching filters to the spread code sequences of each user and to exploit the spatial diversity of the underwater acoustic channel by the mean of a coherent recombination of the different paths energy contributions, after the channel estimation (MRC : maximum ratio combining). The channel parameters, paths time delays and channel coefficients, are estimated at the output of matched filters at symbol rate. We show that we can potentially improve the system performance by implementing a successive interference cancellation method. The results obtained establish that the proposed system achieves excellent and robust performance at very signal to noise ratio. The convergence of the successive interference cancellation structure is achieved with no more than three iterations. At last, we introduce channel coding that allows us to improve the overall system performance along with its robustness by using error-correcting codes. Some of the developed algorithms were implemented and tested on real data procured by a sea trials campaign conducted off the coast of Brittany at Rade de Brest and in the Mediterranean Sea.

Key words : Underwater acoustic communications, DS-CDMA, channel estimation, multiuser detection, network modems, RAKE, SIC/RAKE, channel coding.

Publications

1. **K. Ouertani**, S. Saoudi, M. Ammar, S. Houcke, "Implémentation pratique d'un récepteur RAKE pour un réseau de modems acoustiques sous-marins discrets", *Taima 2007 : 5ème Workshop sur le Traitement et Analyse de l'Information : Méthodes et Applications*, 22-26 Mai, Hammamet, Tunisie, 2007.
 2. **K. Ouertani**, S. Saoudi, M. Ammar, "Performance du récepteur RAKE pour des applications de communications discrètes à travers un canal acoustique sous-marin", *GRETSI 2007 : 21ème colloque sur le traitement du signal et des images*, 11-14 septembre, Troyes, France, 2007.
 3. **K. Ouertani**, S. Saoudi, M. Ammar, "Performance comparison of RAKE and SIC/RAKE receivers for multiuser underwater acoustic communication applications", *Oceans 2007, IEEE/OES, Oceanic Engineering Society*, June 18-21, Aberdeen, Scotland, UK, 2007
 4. **K. Ouertani**, S. Saoudi, M. Ammar, "Toward Performance Improvements of RAKE Receiver with Pilot Power Allocation and Lagrange Filtering", *Oceans 2008, IEEE/OES, Oceanic Engineering Society*, April 08-11, Kobe, Japan, 2008. *Awarded second prize at Conference Poster Competition.*
 5. **K. Ouertani** S. Saoudi, M. Ammar, "Interpolation based channel estimation for Rayleigh fading channels with DS-CDMA systems", *Oceans 2008, IEEE/MTS, Marine Technology Society*, September 15-20, Quebec, Canada, 2008.
 6. **K. Ouertani**, S. Saoudi, M. Ammar, S. Houcke, "Etude et implémentation d'un réseau de modems acoustiques sous-marin discret . Projet REMODI (Reseau de MODems Discrets)", *Contrat de recherche industriel avec Sercel Underwater Acoustics Division (UAD) et GESMA*. Contract N ° 4803261, DGA (Direction Générale de l'Armement), 2006.
-

7. Prix : **Deuxième prix du meilleur poster** à OES/IEEE Oceans 2008, pour la contribution "Toward Performance Improvements of RAKE Receiver with Pilot Power Allocation and Lagrange Filtering", Kobe, Japan.
 8. Prix : **Bourse 2008** de la Oceanic Engineering Society IEEE.
-

Introduction

Les transmissions de données par voie acoustique sous-marine posent un certain nombre de challenges. Le premier est celui d'un canal à trajets multiples sélectif en fréquences fortement bruité, dû aux nombres de réfractions et réverbérations de l'onde acoustique dans le milieu marin. D'où l'importance de l'estimation des paramètres du canal, qui permettent de remédier à ces phénomènes introduits sur les données transmises au cours de leur propagation et pour qu'ils n'affectent pas les performances des détecteurs multi-utilisateurs considérés.

Cette thèse se place dans le cadre d'une étude sur la transmission de données sur un canal acoustique sous-marin, pour un réseau de modems furtifs. Elle traite de la détection multi-utilisateurs et de l'estimation de la réponse impulsionnelle du canal acoustique sous-marin multi-trajets à faible rapport signal à bruit (RSB). Elle fait suite à un contrat de collaboration entre Telecom Bretagne et ses partenaires industriels Sercel UAD (Underwater Acoustic Division) et le Gesma (Groupe d'études sous marines de l'atlantique) affilié à la DGA (Direction Générale de l'Armement). L'objectif est d'établir un système de communication multi-utilisateurs fiable à bas débit et à très faible RSB afin d'assurer des communications furtives, dans le cadre du projet REMODI (REseau de MOdem DIcrets).

Avec les contraintes précédentes, nous nous sommes naturellement intéressés aux techniques de transmissions utilisant les systèmes de l'étalement de spectre par séquence directe (Direct Sequence : DS) et de l'accès multiple à répartition par codes (Code Division Multiple Access : CDMA). La technique DS-CDMA permet à plusieurs utilisateurs de partager une même bande de fréquence sur un canal. Ainsi, un utilisateur est différencié par un code d'étalement qui lui est propre et qui est orthogonal aux codes d'étalement des autres utilisateurs. Le récepteur doit alors réussir à détecter l'utilisateur recherché parmi l'ensemble des utilisateurs potentiels. Il est également possible d'associer plusieurs codes à un même utilisateur dans le but d'augmenter le débit associé à cet utilisateur.

Les techniques DS-CDMA ont été largement utilisées pour les communications radio-mobiles de troisième génération (UMTS) et ont été largement décrits dans la littérature.

Le détecteur le plus simple et le plus largement considéré est celui qui fonctionne comme si chaque utilisateur était seul sur le canal. Pour un canal multi-trajets, il fait une détection après avoir combiné les trajets de façon constructive et cohérente, en tenant compte des retards et des coefficients d'atténuation relatifs aux trajets du canal de chaque utilisateur. Ce type de récepteur exploite la diversité temporelle apportée par le canal multi-trajets. On l'appelle le récepteur en râteau ou plus communément le récepteur RAKE. Ce type de détecteur est de faible complexité calculatoire ce qui permet de limiter la consommation de puissance au niveau des récepteurs.

Le détecteur conventionnel RAKE est sévèrement affecté par l'interférence d'accès multiple (IAM). En effet, à la réception il ne considère que les informations de l'utilisateur d'intérêt et l'interférence d'accès multiple est uniquement considéré comme du bruit supplémentaire. Des techniques de détection plus avancées ont été développées afin d'améliorer les performances. Parmi celles-ci, les techniques de suppression des interférences sont les plus adaptées à une implémentation pratique.

Dans le cadre de cette thèse nous nous intéressons aux détecteurs à soustraction successives des interférences. Le principe de base de ce type de détecteur multi-utilisateurs est la création au niveau du récepteur d'une estimation locale séparée des interférences d'accès multiple engendrée par chaque utilisateur à l'aide du détecteur conventionnel RAKE, et cela dans le but de les soustraire du signal reçu. Ce type de détecteur est implémenté par des étages successifs. L'estimation des interférences s'améliore d'un étage à l'autre, ainsi que la détection. Nous appelons ce récepteur le SIC/RAKE (SIC : Successive Interference Cancellation).

Afin d'améliorer d'avantage les performances des récepteurs considérés et d'augmenter le niveau de brouillage des communications dans le cadre des transmissions furtives, nous avons introduit du codage canal. Une étude réalisée au sein de l'équipe qui a travaillé sur le contrat industriel, a porté sur la considération de plusieurs codeurs de canaux correcteurs d'erreurs, en tenant compte des contraintes de complexités et de performances supplémentaires apportés au système en terme de taux d'erreurs binaires. Les codes LDPC (Low Density Parity Check) et BCH (Bose, Chaudhuri et Hocquenghem) ont été considérés. Pour notre système nous avons préconisé l'utilisation des codes BCH (15,11) pour leurs performances et leur simplicité d'implémentation pratique.

Ce mémoire de thèse est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à la propagation des ondes acoustiques dans le milieu sous-marin et à la caractérisation du canal sous-marin petit fond. Nous y présentons le milieu marin et la représentation de sa réponse impulsionnelle pour le modèle de propagation par rayons, selon le modèle de Jakes.

Le deuxième chapitre porte sur les systèmes CDMA. Nous y développons les structures des récepteurs étudiés au cours de cette thèse : le récepteur RAKE et le récepteur à annulation successive des interférences combiné au RAKE, le SIC/RAKE. Nous évaluons les performances de ces deux types de systèmes sur des canaux à trajets multiples, en présence de plusieurs utilisateurs.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à l'estimation des canaux de propagation multi-trajets. Nous présentons les performances des deux récepteurs étudiés dans un contexte multi-utilisateurs avec estimation du canal, par des simulations Monte-Carlo. Dans une seconde partie, afin d'améliorer la robustesse et les performances de notre système, nous introduisons le codage canal. Nous proposons en deuxième partie de ce chapitre, une étude comparative portant sur plusieurs codes de deux familles : les codes LDPC et les codes BCH. Cette étude nous permet de comparer les performances et la complexité de plusieurs codes afin de sélectionner le codage le mieux adapté à notre application, à moindre complexité.

Enfin, le quatrième chapitre est consacré à l'application de certains algorithmes proposés à des données réelles. Les systèmes introduits et étudiés au cours de cette thèse ont été validés par leur implémentation pratique et testés dans un contexte réel dans une campagne d'essais en mer. Ces données proviennent de la campagne REMODI menée par notre partenaire industriel Sercel UAD et le Gesma dans la rade de Brest et en mer méditerranée. la robustesse du système proposé et de ses performances résultant du traitement des données collectées au cours de ces essais en mer ont été concluants.

Une synthèse des travaux effectués au cours de cette étude conclut ce document, ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ces travaux.

Chapitre 1

Caractérisation du canal sous-marin

1.1 Propagation des ondes acoustiques dans l'eau

Pour transporter l'information sans fil dans un milieu donné, il y a le choix entre l'onde acoustique et l'onde électromagnétique. Les communications aériennes ou radio-mobile utilisent l'onde électromagnétique car celle-ci se propage très bien dans le vide et de moins en moins bien dans les milieux de densité de charge croissante comme les liquides [Rap02]. Pendant ces dernières années, des études ont porté sur la faisabilité et les performances des transmissions optiques dans l'eau, mais se révèle non concluante à l'heure actuelle pour être considérées pour des applications de communications militaires ou civiles du fait de la faible portée, inférieure à 1 *m*. En effet, l'atténuation de la lumière dans l'eau est considérable, les fréquences infrarouges sont absorbés dès le premier mètre et peu de lumière atteint les 100 mètres [Hal73] [Jaf94].

Pourquoi le choix s'est-il porté sur les ondes sonores pour des transmissions dites acoustiques dans l'environnement marin ?

L'onde sonore, contrairement à l'onde électromagnétique, se propage mieux dans les solides et les liquides que dans les gaz. L'environnement océanique est opaque aux ondes électromagnétiques. L'eau de mer présente en effet une conductivité importante qui entraîne une forte atténuation de ces ondes [Lur98].

Les ondes acoustiques se propagent plus rapidement dans le milieu marin que dans l'air : leur célérité y est environ cinq fois plus grande, de l'ordre de 1500 *m.s*⁻¹ dans l'eau (contre 300 *m.s*⁻¹ dans l'air). Les longueurs d'onde couramment rencontrées dans l'océan varient entre 1 millimètre et 50 mètres [SI02].

L'onde acoustique se propage beaucoup mieux que la lumière sous l'eau, car l'atténuation due à l'absorption et à la diffusion est beaucoup plus faible que pour les ondes électromagnétiques. En particulier à basses fréquences l'atténuation α (en *dB/km*) subie par une

onde sonore de fréquence f (en kHz) et liée à sa propagation dans le milieu océanique est donnée par (formule de Thorp [eYL03]) :

$$\alpha(f) = \frac{0.11f^2}{1 + f^2} + \frac{44f^2}{4100 + f^2} + 2.75 \cdot 10^{-4}f^2 + 0.003 \quad (1.1)$$

Cette formule est valable pour des fréquences comprises entre 3 *kHz* et 1 *MHz*. Ainsi l'atténuation due aux amortissements d'une onde de fréquence 10 *kHz* ne vaut que ≈ 10 *dB* qu'après un parcours de plus de 10 *km*. A titre de comparaison, dans l'eau, les ondes électromagnétiques sont presque totalement absorbées en 1 *km*. Les ondes acoustiques constituent donc le meilleur moyen de transmission sous l'eau, que ce soit pour les communications acoustiques sous-marine [SI02], la tomographie acoustique océanique [Rab06] ou les applications sonar, aussi bien dans un cadre militaire, civil ou de la recherche scientifique.

Les valeurs très variées de fréquences utilisées en acoustique sous-marine (ASM) correspondent à des phénomènes physiques assez différents, et pour certains cas très difficiles à prédire. Les principales contraintes sont : l'amortissement du son dans l'eau, qui augmente très rapidement avec la fréquence ; la taille des sources sonores, qui devient prohibitive en basses fréquences et la résolution spatiale, d'autant meilleure que la fréquence est élevée. Le choix d'une fréquence pour une application donnée doit prendre en compte ses aspects, et résulte en général d'un compromis. On présente dans le tableau ci-dessous les gammes de fréquences utilisées par les principales catégories de systèmes ASM, et les distances maximales d'utilisations correspondantes.

Fréquence (kHz)	0.1	1	10	100	1000
Distances Maximales (km)	1000	100	10	1	0.1
Sondeurs multifaisceaux					
Sonars latéraux					
Transmission & positionnement					
Sonars militaires actifs					
Sonars militaires passifs					
Sondeurs et sonars de pêche					
Océanographie acoustique					
Sondeurs de sédiments					
Sismique					

1.2 L'onde acoustique

L'onde acoustique peut être générée par une surface vibrante. Cette vibration se propage de proche en proche tout en s'éloignant de la source de la vibration. L'onde acoustique est donc caractérisée par sa vitesse et par sa pression acoustique. C'est cette pression, directement mesurable par des capteurs de pressions, qui est le support physique du signal en acoustique sous marine. Les capteurs de pressions sont les hydrophones. La pression acoustique traduit la force, ou la puissance, avec laquelle le signal est transmis. La notion de puissance P reçue par une surface 's' est défini par la relation [Buc92] :

$$P = \frac{p^2 s}{\rho c} \quad (\text{en Watts}) \quad (1.2)$$

où ρ est la masse volumique de l'eau de mer dont la valeur est de l'ordre de 1030 kg/m^3 , c est la célérité de l'onde acoustique dont la valeur est voisine de 1500 m/s . La valeur de la célérité c peut varier légèrement selon la pression p , la température T et la salinité S de l'eau de mer.

Si nous considérons que l'onde acoustique se propage sphériquement, la puissance acoustique avec laquelle le signal est transmis, est donnée par la relation suivante :

$$P = \frac{4\pi d^2 p^2}{\rho c} \quad (\text{en Watts}) \quad (1.3)$$

où d est la distance parcourue par l'onde depuis la source. Elle correspond à la surface de la sphère de rayon d .

Les éléments utilisés pour générer l'onde acoustique s'appellent les transducteurs. Ils convertissent l'énergie électrique en ondes acoustiques provoquées par la propagation d'une vibration mécanique du milieu. Inversement, lorsqu'ils reçoivent un son, ils le convertissent en signaux électriques. Un transducteur utilisé pour l'émission est appelé un projecteur, tandis que pour la réception les capteurs utilisés sont appelées des hydrophones. Une antenne acoustique est en général un groupement de plusieurs transducteurs élémentaires. Les transducteurs utilisés peuvent ne pas émettre avec la même intensité dans toutes les directions, favorisant ainsi certaines directions par rapport à d'autres et sont donc appelées des antennes directives. Les antennes émettant avec la même intensité dans toutes les directions sont des antennes omnidirectionnelles. Dans le cadre de notre travail, nous ne nous intéresserons pas à la modélisation des antennes et considérons que les antennes utilisées dans le cadre applicatif sont omnidirectionnelles. Une antenne acoustique est également caractérisée par son niveau d'émission qui traduit la valeur de la pression résultant

pour l'application de 1 Volt. Ce niveau d'émission est exprimé en $dB/\mu Pa/m$ pour chaque volt appliqué. La relation entre le niveau d'émission et la puissance d'émission pour une source omnidirectionnelle peut être déduite de la relation 1.3, ce qui nous permet de trouver la relation 1.4 [Lur98] :

$$10\log(P) = 20\log(p) + 10\log\left(\frac{4\pi}{\rho c}\right) \cong 20\log(p) - 171 \quad (1.4)$$

où P est exprimée en Watts et p en Pascal. Cette relation est un point de référence important qui nous permet de noter qu'une source d'un niveau d'émission de $171dB/\mu Pa/m$, transmet 1 Watt. Le tableau 1.1 montre la correspondance entre le niveau d'émission d'une source qui s'exprime en dB référencé par rapport à une pression de $1\mu Pa$, à une distance de 1 mètre de la source et sa puissance de transmission en Watt.

Niveau d'émission en $dB/\mu Pa/m$	Puissance de transmission en Watt
151	0.01
161	0.1
171	1
181	10
191	100

TABLE 1.1 – Correspondance entre le niveau d'émission et la puissance d'émission d'une source omnidirectionnelle.

1.3 Les profils de célérité du son dans l'eau

La célérité du son dépend essentiellement de trois paramètres : la température, la salinité et la pression. Dans la littérature, de nombreuses formules empiriques ont été proposées pour exprimer cette tendance de la célérité c vis-à-vis de ces trois paramètres (la pression est en général exprimée par le biais de la profondeur z [Mun76][SI02]). Le modèle simplifié le plus couramment cité est celui proposé par C.S Clay et H. Medwin [CM77], dont l'expression est :

$$c = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.010T)(S - 35) + 0.016z, \quad (1.5)$$

avec c en $m.s^{-1}$, T en degrés Celsius, S en ‰ et z en mètres. La température diminue avec la profondeur z tandis que la pression augmente avec celle-ci. La salinité de l'eau variant peu, l'effet contraire de la température et de la pression aboutit à un profil de

célérité qui décroît d'abord avec la profondeur (prépondérance de l'effet de la température en surface) puis augmente avec z (effet de la pression).

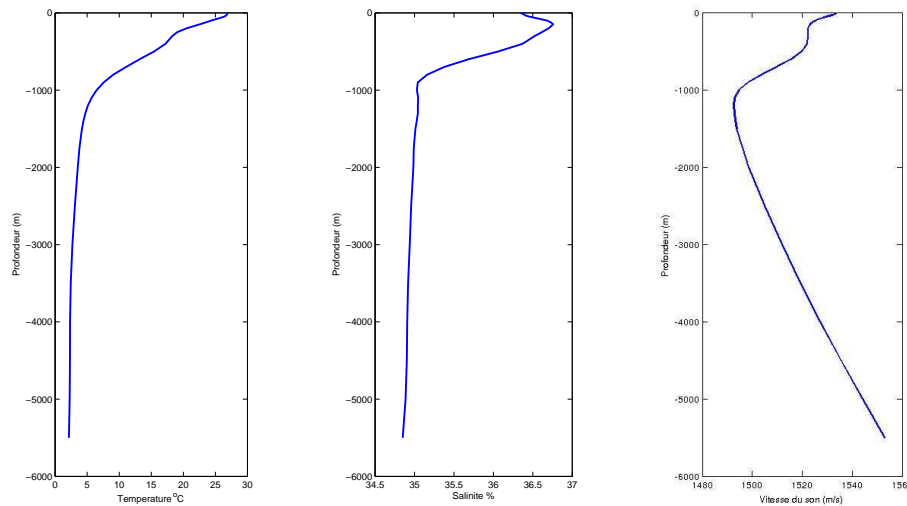


FIGURE 1.1 – Les profils de température, de salinité et de la célérité à un point de l'Atlantique de latitude = 30° et de longitude = -60°

La figure 1.1 donne un exemple de variation de la célérité du son pour une zone au nord de l'Atlantique (latitude = 30° , longitude = -60°). Ces variations sont extraites d'une base de données sur les océans qui contient les caractéristiques d'un point de la mer localisé par sa longitude et sa latitude. Cette base de données, disponible sur le web, s'appelle "World Ocean Atlas" [NODC]. Nous remarquons sur la figure 1.1 que les variations de la célérité sont fortes dans les couches supérieures de la mer, proche de la surface et qu'elles sont moins importantes dans les fonds marins. La valeur de la célérité est minimale au voisinage de la profondeur 1000 mètres. Le profil de célérité agit sur les trajets que l'onde parcourt [Jou96]. Dans le cas où la célérité est constante en fonction de la profondeur, la trajectoire des rayons empruntés par l'onde acoustique émise sont des lignes des droites car le milieu est homogène. En petits fonds, les rayons sont presque tous réfléchis par la surface, le fond ou les deux. Dans le cas d'un profil de célérité variant avec la profondeur, les rayons sont courbes à cause de la non homogénéité du milieu. Nous pouvons constater que le profil de célérité de l'onde acoustique dans l'eau agit sur les trajectoires des rayons et par la suite sur le retard de propagation des trajets multiples induits au cours de la propagation du signal dans le canal. Le retard de propagation des différents trajets multiples est un paramètre important dans la caractérisation du canal sous marin [LR03a], ainsi que les atténuations que subit l'onde acoustique dans sa propagation sous l'eau. L'estimation de

ces deux paramètres est cruciale lors de la réception du signal, dite asynchrone et dans la reconstitution du signal émis, comme nous allons voir par la suite. Nous présentons dans le paragraphe suivant l'ensemble des atténuations que subit l'onde acoustique dans sa propagation sous l'eau.

1.4 Les pertes de propagations

Lors de sa propagation dans le guide d'ondes que représente le canal sous marin, le signal acoustique subit diverses atténuations que l'on désigne par *pertes de propagations*. Ces pertes sont importantes car elles influent fortement sur l'amplitude du signal reçu. Il en existe principalement trois types : les pertes par divergence géométrique, les pertes par amortissement et les pertes dues aux interactions avec le fond et la surface [FG82b].

1.4.1 Les pertes par divergence géométrique

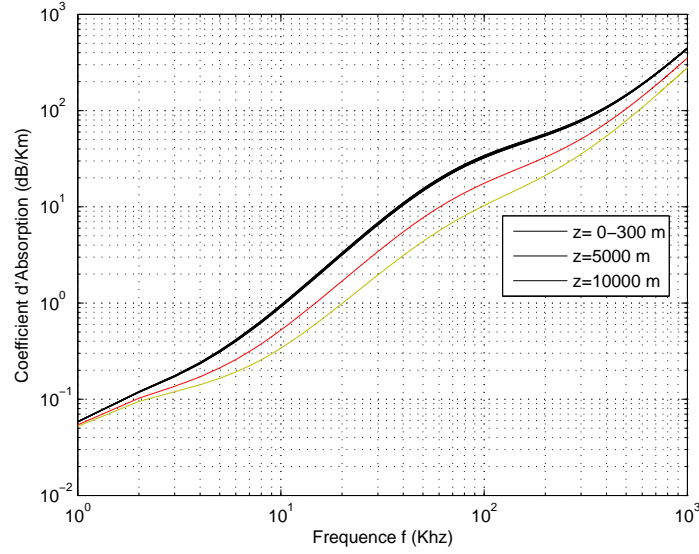
Communes à la propagation des ondes électromagnétiques et des ondes acoustiques [SI02], les pertes par divergences géométrique sont liées au fait que l'énergie de l'onde émise se répartit sur une surface de plus en plus importante en s'éloignant de la source. Si nous considérons le cas d'un rayonnement sphérique, l'énergie émise est conservée, mais l'intensité diminue proportionnellement à l'inverse de cette surface. C'est à dire que l'énergie est rayonnée sur une sphère de rayon croissant à mesure que l'onde se propage, de sorte que l'énergie décroît proportionnellement à l'inverse du carré du rayon de la sphère [Lur98]. En décibels, ces pertes par divergence s'écrivent :

$$P_g = 10.log(d^2) \tag{1.6}$$

où d est la distance parcourue par l'onde depuis la source.

1.4.2 Pertes par amortissement

Les pertes par amortissement sont dues à la perte de l'énergie sonore liée aux propriétés physico-chimiques du milieu de propagation : viscosité de l'eau, compositions moléculaires, salinité, vibration [FG82a]. La valeur de l'amortissement dépend fortement du milieu de propagation et de la fréquence. Connaissant le facteur d'amortissement $\alpha(f)$ du son dans l'eau [Dom08], les pertes par amortissement sont données par la relation suivante [Lur98][LKS00] :

FIGURE 1.2 – Evolution de $\alpha(f)$ en fonction de la fréquence

$$P_a = \alpha(f) \cdot d \quad (1.7)$$

où f est la fréquence du signal émis. Le coefficient d'absorption $\alpha(f)$ est donnée par la formule de Thorp, donnée par l'équation 1.1. $\alpha(f)$ est exprimé en dB/km, la fréquence f est exprimée en kHz, la distance d , dans l'équation 1.7, est exprimée en km. La figure 1.2 montre l'évolution du coefficient α en fonction de la fréquence pour différentes profondeurs petits fonds et fonds profonds ("shallow waters", "deep sea"), pour une température $T = 15^\circ C$ et $S = 35\%$ [Dom08].

Le coefficient d'absorption α augmente d'une façon significative avec l'augmentation de la fréquence porteuse. Proche de la surface, en eau peu profondes, pour une fréquence $f = 10 \text{ kHz}$ le coefficient d'absorption est autour de 1 dB/km . Pour $f = 100 \text{ kHz}$, l'amortissement augmente jusqu'à quelques dizaines de dB/km . Pour des fréquences supérieures $\cong f = 1 \text{ MHz}$ l'amortissement augmente à quelques centaines de dB/km . On remarque également que la profondeur possède un impact important sur les transmissions acoustiques sous marine. Nous observons que le coefficient d'absorption α diminue quand la profondeur augmente spécialement pour des fréquences inférieures à 100 kHz . Pour les communications acoustiques sous marine, il est généralement préconisé d'utiliser des fréquences porteuses aux alentours de 10 kHz .

1.4.3 Pertes totales de propagation

Une première approche pour l'évaluation des pertes de propagation d'une onde acoustique dans l'eau est donnée par la somme des pertes énumérées ci-dessus, soit en décibels :

$$P_t = 10\log(d^k) + \alpha(f).d \quad (1.8)$$

où k est le coefficient de divergence d'énergie ($k = 1$ dans le cas d'une divergence cylindrique, $k = 2$ dans le cas de divergence ou de propagation sphérique de l'onde) [eYL03] [Lur98].

Généralement, la divergence sphérique corrigée de l'atténuation par amortissement est systématiquement utilisée en première approche pour l'évaluation des pertes de propagation des systèmes acoustiques sous-marins. Cette formule simple est souvent suffisante pour l'évaluation des systèmes ASM. Toutefois, dans certaines applications, du fait des variations spatiales de célérité qui imposent des réfractions aux trajectoires des ondes qui génèrent des trajets multiples, la divergence géométrique ne rentre pas dans le cas limite de la propagation sphérique, et l'on doit, pour évaluer les pertes effectives et les performances des systèmes ASM, faire appel à un modèle de propagation (rayons, modes, ou autres) adapté à la configuration étudiée [Lur98]. Pour notre application, nous considérons le modèle de propagation en rayons et nous présentons dans la suite de ce chapitre le modèle de Jakes pour l'évanouissement de Rayleigh pour les trajets multiples.

La figure 1.3 présente la valeur des pertes totales pour différentes profondeurs. La figure 1.4 présente les pertes totales de propagations en fonction de la fréquence et de la distance parcourue par l'onde entre l'émetteur et le récepteur. Nous observons qu'avec l'augmentation de la fréquence porteuse et de la portée des transmissions, le coefficient d'absorption augmente et affecte d'une manière significative les valeurs des pertes totales de transmission. Pour des fréquences aux alentours de 1 *kHz* ou moins, il n'y a théoriquement quasiment aucune restriction sur la portée des transmissions car les atténuations, dues aux pertes de propagations, sont généralement considérées comme minimales. Pour des fréquences aux alentours de 10 *kHz* la portée des transmissions est de quelques dizaines de kilomètres et pour des fréquences plus élevées, de l'ordre du MHz, la portée des transmissions est drastiquement réduite à moins de 100 m. Les atténuations sont fortes pour les applications hautes fréquences alors que pour des applications à basses fréquences, les pertes sont relativement faibles et l'onde se propage à des distances plus grandes.

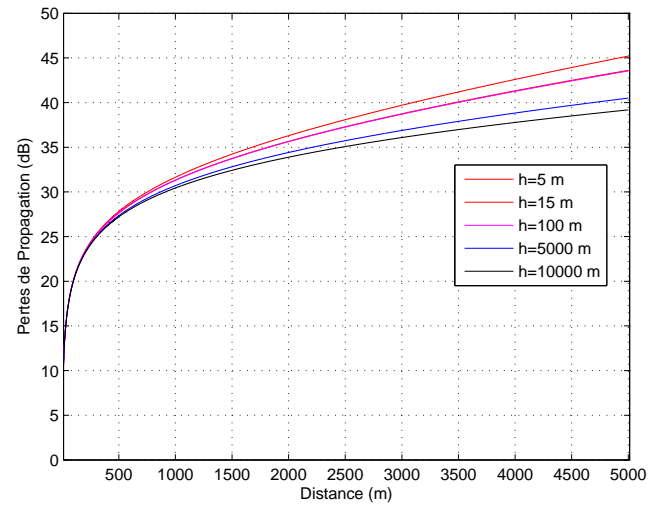


FIGURE 1.3 – Pertes totales de propagation en fonction de la distance pour différentes profondeurs

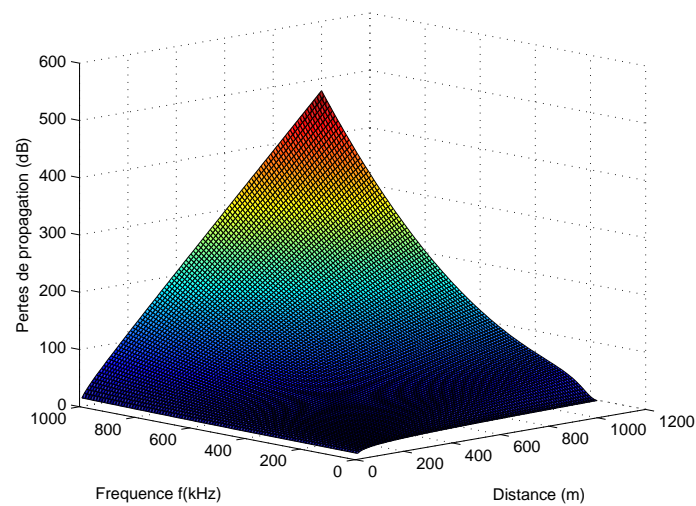


FIGURE 1.4 – Pertes totales de propagation en fonction de la fréquence et de la distance

En plus des différentes atténuations, l'onde acoustique subit l'effet du canal sous marin qui est un canal multi-trajets sélectifs en fréquence. Les propriétés ainsi que la modélisation de ce canal sont détaillés dans le paragraphe suivant.

1.5 Caractéristiques du canal sous-marin petits fonds

1.5.1 Définitions

Lorsqu'il s'agit de définir le terme "petits fonds", de nombreuses propositions sont avancées, qui se rapportent en général à des considérations différentes [CSS08][MS62][BKL12]. Du point de vue océanographique, les petits fonds sont les régions de l'océan qui recouvrent le plateau continental [Rab06] : ce sont des régions à fond relativement plat limitées par la côte d'une part et une rupture de pente brusque qui correspond à une augmentation brutale de la hauteur d'eau [Jou96]. Cela revient à définir géographiquement les petits fonds comme étant les régions côtières et portuaires. Ces deux définitions équivalentes caractérisent le canal "petit fond" par une profondeur maximale de 200 mètres [Ett03], tandis qu'en grands fonds, l'immersion peut atteindre 5000 mètres, voire plus.

Du point de vue de la propagation acoustique, on parle de petits fonds lorsque les rayons acoustiques émis interagissent de façon importante avec les limites : sont désignées comme telles, les régions océaniques équivalentes à un guide d'ondes, limités par le fond et la surface, à l'intérieur duquel tous les rayons émis sont réfléchis par ces limites. Le signal acoustique émis dans le canal se propage alors en rayon direct dans la colonne d'eau et des réverbérations du signal sur le fond, la surface et l'environnement marin. Divers critères tenant comptes des caractéristiques géométriques de ce guide d'ondes ont été établis : un de ces critères, fondé sur le rapport entre la distance de propagation d et la hauteur d'eau z , permet de classer les différentes régions petits fonds en plusieurs catégories ; en [Coa93] R. Coates en utilise trois :

- une première catégorie vérifiant $1 \leq d/z \leq 10$ et désignée par les termes "eaux peu profondes" ("shallow water") ;
- une deuxième catégorie vérifiant $10 \leq d/z \leq 100$ et désignée par les termes "eaux très peu profondes" ("very shallow water") ;
- une troisième catégorie vérifiant $d/z \geq 100$ et désignée par les termes "eaux extrêmement peu profondes" ("extremely shallow water").

Une autre définition est fondée quant à elle sur le rapport entre la hauteur d'eau z et la longueur d'onde du signal acoustique émis λ : on parlera de petits fonds si z/λ reste petit, typiquement inférieur à 10.

1.5.2 Généralités

La propagation dans un canal acoustique sous-marin s'effectue suivant plusieurs trajets résultants des différentes réflexions des ondes sur le fond, sur la surface et dans une moindre mesure sur des obstacles divers (bancs de poissons, reliefs, bâtiments de surfaces ...etc). L'interaction de l'onde acoustique avec le milieu de propagation est représentée sur la figure 1.5.

Le canal acoustique sous-marin présente des analogies avec le canal radio-mobile en ce qui concerne le phénomène de propagation en trajets multiple [Pro95]. Si nous comparons la dispersion temporelle d'un signal envoyé au même débit sur les deux canaux : le canal radio-mobile et le canal acoustique sous-marin, nous remarquons que la dispersion temporelle sur le canal radio-mobile est faible par rapport à celle du canal acoustique sous-marin, ceci est dû au fait que les ondes électromagnétiques se propagent à la vitesse de la lumière alors que les ondes acoustiques se propagent à la vitesse du son.

Le deuxième point d'analogie entre les deux canaux est que le canal acoustique sous-marin est aussi un canal non stationnaire du fait des mouvements relatifs de l'émetteur par rapport au récepteur et de l'évolution du milieu de transmissions (vagues en surface, marée, courants marins ...etc).

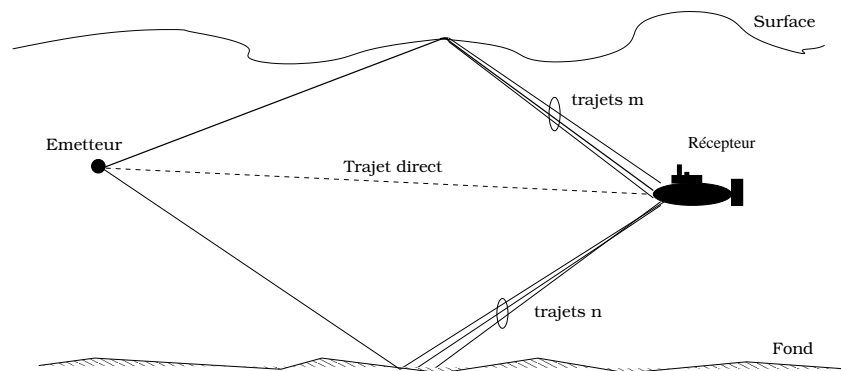


FIGURE 1.5 – Interaction de l'onde avec le milieu de propagation

1.5.3 La réponse impulsionnelle du canal sous-marin petits fonds

1.5.3.1 L'effet Doppler

L'effet Doppler a pour origine les mouvements de l'émetteur par rapport au récepteur. Il survient dans le cadre de la propagation du signal en milieu petits fonds due à la faible hauteur d'eau et à la présence des mouvements des masses d'eau relativement importants ainsi que le nombre de réflexions sur la surface potentiellement agitée par de fortes vagues. Ce qui entraîne l'apparition d'un décalage fréquentiel du signal acoustique. Il se traduit par un décalage de la fréquence porteuse de l'onde d'une quantité notée f_d appelée décalage Doppler [Pro95] :

$$f_d = f_c \frac{v}{c_0} \cos \psi \quad (1.9)$$

où v est la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur, c_0 est la célérité du milieu sous-marin, f_c est la fréquence porteuse de l'onde et ψ est l'angle formé par le vecteur associé au signal reçu et le vecteur vitesse de propagation de l'onde. Ce décalage fréquentiel est par ailleurs accompagné d'un phénomène de compression/dilatation du signal. La prise en compte de cet effet dans le traitement des signaux expérimentaux s'avère nécessaire dans la mesure où il peut fortement perturber le signal reçu après traitement.

1.5.3.2 Sélectivité du canal

Lorsqu'une impulsion est émise sur un canal à trajets multiple, le signal reçu est constitué d'une somme d'impulsions décalées et atténuées, comme c'est indiqué sur la figure 1.6.

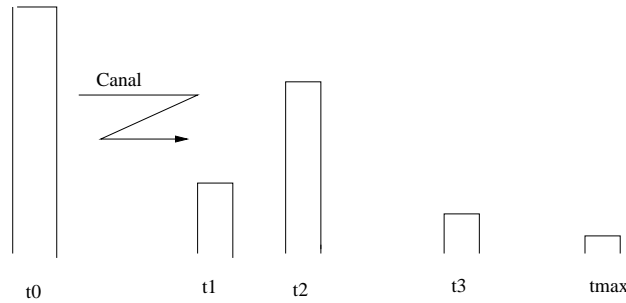


FIGURE 1.6 – Réponse impulsionnelle du canal à trajets multiple

Pour des distances usuelles, de l'ordre du kilomètre (km), le délai de transmission est de l'ordre de la seconde [Lur98]. τ_{max} est un paramètre très important appelé dispersion temporelle du canal. Dans le traitement du signal reçu au niveau des antennes du récepteur, il est primordial de tenir compte de la dispersion temporelle du canal pour ne pas avoir des trames de signal coupées. L'inverse de la dispersion temporelle représente la bande de cohérence en fréquence B_c :

$$B_c = \frac{1}{\tau_{max}} \quad (1.10)$$

Si on transmet deux sinusoïdes à deux fréquences séparées par au moins B_c , ces deux signaux seront affectés différemment par le canal. D'une manière plus générale nous dirons que le canal est sélectif en fréquence vis à vis d'un signal occupant une bande B si :

$$B > B_c \quad (1.11)$$

Pour une transmission avec une rapidité $R_c = 1/T$, une approximation de la bande occupée est égale à $B = 1/T$, en remplaçant B par son expression dans l'équation 1.11 et en tenant compte de l'expression de la bande de cohérence B_c , nous obtenons :

$$T < \tau_{max} \quad (1.12)$$

Le canal est sélectif en fréquence vis à vis d'un signal transmis, si la durée T d'un symbole transmis est inférieure à la dispersion temporelle du canal.

1.5.3.3 Stationnarité du canal

On définit la dispersion Doppler B_d comme suit :

$$B_d = 2F_d \quad (1.13)$$

où F_d représente la fréquence Doppler maximale :

$$F_d = f_c \frac{v}{c_0} \quad (1.14)$$

On définit également la bande de cohérence temporelle du canal :

$$(\delta t)_c = \frac{1}{B_d} \quad (1.15)$$

Un canal est donc non stationnaire sur la durée d'un symbole T si :

$$T > (\delta t)_c \quad (1.16)$$

soit encore si :

$$T > \frac{1}{B_d} \quad (1.17)$$

1.5.3.4 Canal sélectif en fréquence et non stationnaire

D'après ce qui précède, on déduit qu'un canal de transmission est sélectif en fréquence et non stationnaire sur la durée symbole T_s si les relations 1.12 et 1.17 sont vérifiées. On a alors [Pro95] :

$$B_d \tau_{max} > 1 \quad (1.18)$$

1.5.4 Modélisation du canal acoustique sous-marin

Le canal acoustique sous-marin peut être représenté par un canal de Rayleigh. Sa réponse impulsionnelle $c(t)$ peut se mettre sous la forme [Ett03] :

$$c(t) = \sum_{l=1}^L c_l \delta(t - \tau_l) \quad (1.19)$$

où L représente le nombre de trajets du canal, c_l et τ_l sont respectivement le gain complexe et le retard du signal du trajet l . Nous supposons que la puissance moyenne des canaux est normalisée, c'est à dire que :

$$\sum_{l=1}^L E[|c_l|^2] = 1 \quad (1.20)$$

Les coefficients du canal sont supposés indépendants :

$$E[c_l c_{l'}^*] = \sigma_{c_l}^2 \delta_{l,l'} \quad (1.21)$$

où $\delta_{l,l'}$ est la fonction de Kronecker et $\sigma_{c_l}^2 = E[|c_l|^2]$ est la puissance moyenne du $l^{\text{ème}}$ trajet.

1.5.5 Modèle de Jakes pour l'évanouissement de Rayleigh multi-trajets

Dans le canal radio-mobile, pour des liaisons avec les terminaux [Amm02], la modélisation du canal de transmission est généralement un problème dont la difficulté dépend fortement du milieu de propagation. La présence d'obstacles entre l'émetteur et le récepteur, ainsi que les mouvements relatif de l'émetteur par rapport au récepteur (effet Doppler), sont autant de phénomènes difficiles à modéliser. Le canal sous-marin, semblable au canal radio-mobile, évolue dans le temps et entraîne une variation du signal reçu. Le signal reçu présente des évanouissements ('fading') dûs à l'existence de plusieurs trajets de propagation, ce qui justifie le choix du modèle de Jakes pour modéliser les amplitudes c_l des trajets [YL00]. Ce modèle tient compte de l'évanouissement de Rayleigh et de l'effet Doppler. L'implémentation pratique de ce modèle permet de bien paramétrer le canal avec la fréquence de la porteuse, les puissances moyennes des trajets, le nombre des trajets et les angles d'arrivées des ondes au niveau des antennes du récepteur.

Dans ce qui suit, nous allons présenter la formulation mathématique qui permet de générer un canal de Rayleigh selon le modèle de Jakes [Stü02].

La simulation d'un canal de Rayleigh nécessite souvent la génération de plusieurs formes d'ondes complexes qui doivent satisfaire les conditions suivantes :

1. La composante réelle (ou en-phase) et la composante imaginaire (ou en-quadrature) sont des processus Gaussien aléatoires indépendants à moyenne nulle, avec des fonctions d'auto-corrélation identiques.
2. Les formes d'ondes complexes sont indépendantes, tel que la fonction d'inter-corrélation entre deux formes d'ondes est égale à zéro.

Jakes a proposé une méthode simple et largement utilisée pour la génération des formes d'ondes à évanouissements de Rayleigh qui consiste en la superposition de plusieurs formes d'ondes sinusoïdales et en tenant compte de la fréquence Doppler. Un trajet peut être vu comme la combinaison d'un ensemble de N ondes arrivant sur l'antenne du récepteur en même temps, avec des angles d'incidences différents et uniformément distribués dans $[0, 2\pi[$. Le signal détecté est de la forme :

$$E(t) = \Re(T(t)e^{j2\pi f_c t}) \quad (1.22)$$

où f_c représente la fréquence porteuse et $T(t)$ la forme d'onde donnée par :

$$T(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j(2\pi F_d t \cos(\alpha_n) + \Phi_n)} \quad (1.23)$$

- F_d : fréquence Doppler maximale
- α_n et Φ_n : variables aléatoires indépendantes uniformément distribuées sur $[0, 2\pi[$.
- N : nombres de sinusoides formant un trajet.
- $E_0 = \sigma_{canal}^{(l)}$: le profil du canal pour un trajet l .

La forme d'onde $T(t)$ peut être écrite sous la forme :

$$T(t) = T_c(t) + jT_s(t) \quad (1.24)$$

où

$$T_c(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \cos(2\pi F_d t \cos(\alpha_n) + \Phi_n),$$

et

$$T_s(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \sin(2\pi F_d t \sin(\alpha_n) + \Phi_n),$$

sont respectivement les composantes en-phase et en-quadrature de $T(t)$. $E(t)$ peut donc être réécrite sous la forme :

$$E(t) = T_c(t) \cos(2\pi f_c t) - T_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1.25)$$

Les fonctions d'auto-corrélation entre les composantes en phase et en quadrature de $T(t)$ et la fonction d'inter-corrélation entre $T_k(t)$ et $T_l(t)$ dans le cas multi-trajets peuvent respectivement être exprimées par :

$$\langle T_{ck}(t), T_{ck}(t + \tau) \rangle = \frac{E_0^2}{N} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} \cos(2\pi F_d \tau \cos(\alpha_{nk})), \quad (1.26)$$

$$\langle T_{sk}(t), T_{sk}(t + \tau) \rangle = \frac{E_0^2}{N} \sum_{n=1}^N \frac{1}{2} \cos(2\pi F_d \tau \sin(\alpha_{nk})). \quad (1.27)$$

$$\langle T_k^*(t), T_l(t + \tau) \rangle = \begin{cases} \langle T_{ck}(t), T_{ck}(t + \tau) \rangle + \langle T_{sk}(t), T_{sk}(t + \tau) \rangle & \text{pour } k = l, \\ 0 & \text{pour } k \neq l \end{cases} \quad (1.28)$$

$$\langle T_{ck}(t), T_{sk}(t + \tau) \rangle = 0. \quad (1.29)$$

Nous pouvons constater d'après les équations (1.28) et (1.29) que les composantes en phase et en quadrature de chaque forme d'onde sont indépendantes et les formes d'ondes sont indépendantes entre elles.

Lorsque N est assez grand, généralement de l'ordre des dizaines, $T_c(t)$ est considérée comme une variable aléatoire gaussienne centrée de variance $\sigma^2 = \frac{E_0^2}{2}$.

1.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une vue d'ensemble de la propagation des ondes acoustiques en milieu sous-marin. Nous avons également présenté quelques caractéristiques du canal sous-marin. Lorsqu'elle est transmise sur le canal, l'onde acoustique se propage selon des trajectoires qui sont déterminées par le profil de célérité de l'onde qui varie en général selon la profondeur. Elle est soumise à différents types de pertes lors de sa propagation. Le signal reçu peut s'écrire sous la forme d'une somme de copies retardées et atténuées du signal émis. Ces caractéristiques agissent sur les performances des systèmes de détection implémentés à la réception. Il est donc nécessaire que l'estimation du canal soit effectuée de la manière la plus précise possible afin d'en inverser les effets. Par la suite, nous présentons l'état de l'art et les caractéristiques des systèmes d'accès multiple à répartition par codes ('CDMA'), préconisés pour les transmissions acoustiques sous-marine pour leurs performances et leurs robustesses pour ce canal sélectif en fréquence et non stationnaire.

Chapitre 2

Introduction aux systèmes CDMA et étalement de spectre

2.1 Introduction

L'accès multiple à répartition par codes fait partie des techniques d'accès multi-utilisateurs. Ces méthodes d'accès multi-utilisateurs sont utilisées pour permettre à plusieurs utilisateurs de communiquer dans un milieu de transmission commun. Elles visent à optimiser l'utilisation des ressources spectrales allouées. Les trois principales techniques qui permettent une communication simultanée ou quasi-simultanée de plusieurs utilisateurs sont les suivantes :

- Accès multiple à répartition fréquentielle (FDMA) : la bande passante du système est divisée en plusieurs canaux fréquentiels. L'accès multiple est réalisé en allouant à chaque utilisateur un canal différent.
 - Accès multiple à répartition dans le temps (TDMA) : chaque canal fréquentiel est divisé en intervalles temporels alloués de manière successive aux utilisateurs du système.
 - Accès multiple à répartition par codes (CDMA) : on alloue à chaque utilisateur un code unique qui doit être connu à la réception. Les codes possèdent deux propriétés fondamentales : la fonction d'auto-corrélation du code d'un utilisateur doit s'approcher le plus possible d'une distribution de Dirac, et dans le cas idéal les codes sont orthogonaux entre eux. Ces codes, appelés d'étalements, transforment le signal
-

d'origine en un signal à spectre étalé. Ainsi tous les utilisateurs partagent la même bande de fréquence. Le récepteur doit connaître le code de l'utilisateur qui l'intéresse pour réaliser le désétalement et retrouver l'information de départ.

Il existe différentes techniques pour réaliser l'accès multiple par étalement de spectre. La technique qui nous intéresse dans le cadre de cette thèse est la technique dite par "séquence directe", le DS-CDMA ("Direct Sequence CDMA") [PZB95]. La technique d'accès multiple à répartition par code par séquence directe consiste en la multiplication du signal numérique porteur d'information par une séquence pseudo-aléatoire (le code d'étalement) [SP80].

2.2 Principe du CDMA

Le principe des systèmes utilisant les technologies de l'étalement de spectre consiste à faire correspondre à chaque utilisateur une signature (ou code) qui doit être orthogonale aux autres signatures ; c'est la répartition par codes. De ce fait, le message codé sera invisible aux autres utilisateurs, ainsi plusieurs usagers ont accès à un canal commun et peuvent l'utiliser simultanément jusqu'à une certaine limite d'utilisateurs actifs définie par la tolérance, la capacité du système [Vit95]. Chaque utilisateur se voit alloué toute la ressource disponible, et peut, en contrôlant sa puissance d'émission à un minimum requis, maintenir le rapport signal sur bruit à un niveau donné qui permet de garantir à la fois une discrétion du signal à l'émission et de bonnes performances à la réception. Chaque utilisateur peut ainsi émettre un signal large bande à faible puissance sur toute la bande de fréquence allouée aussi longtemps que nécessite la communication. De l'émission simultanée de tous les utilisateurs sur la même bande de fréquence provient l'interférence entre utilisateurs qui limite la capacité d'émission théorique en terme de nombre d'utilisateurs transmettant simultanément sur le canal.

La signature (ou code) d'un utilisateur est une séquence pseudo-aléatoire de code construite à partir d'entités binaires appelées "chips" ayant un débit SF fois plus élevé que le débit symbole. Ceci a pour conséquence d'augmenter la largeur spectrale du signal d'origine par un facteur SF . Le facteur SF est appelé facteur d'étalement ("*Spreading Factor*") ou encore gain de traitement. Il est égal à la longueur du code d'étalement N_c .

Les séquences pseudo-aléatoires utilisées sont généralement périodiques et de période T_s . L'utilisation d'un code à durée limitée au temps symbole répété périodiquement facilite la génération de la séquence et sa synchronisation sur le signal reçu . Ainsi le code

d'étalement d'un utilisateur k donné, est constitué d'un jeu de N_c chips binaires $c_{k[q]}$, $q = 0 \dots N_c - 1$.

2.3 Etalement de spectre par séquence directe

Dans les systèmes CDMA à séquence directe (DS) CDMA, le message à bande étroite est multiplié par un signal à large bande (*la séquence d'étalement*). Tous les utilisateurs d'un système DS CDMA utilisent la même fréquence porteuse et peuvent transmettre d'une façon simultanée. Le récepteur effectue une opération de corrélation pour détecter le message d'un utilisateur donné. Les signaux des autres utilisateurs apparaissent comme du bruit du fait de la décorrélation [Zig04]. Pour détecter le message, le récepteur requiert la séquence équivalente (code d'étalement + séquence de scrambling) utilisée par l'émetteur. Chaque utilisateur transmet d'une façon indépendante sans connaissance des autres utilisateurs (*transmission asynchrone*).

Considérons une communication binaire à temps discret sur un canal Gaussien, le signal reçu est la séquence à temps discret (r_i) , définie par [Amm02] :

$$r_i = Ab_i + w_i, \quad (2.1)$$

où b_i est le i^{me} symbole de la séquence binaire d'information (binaire antipodale, $b_i \in \{\pm 1\}$), A est l'amplitude reçue et w_i est un bruit blanc additif Gaussien (BBAG) de moyenne nulle et de variance σ^2 .

À la réception, on applique une corrélation pour déterminer si un +1 ou un -1 est transmis à l'instant i . On suppose qu'on transmet une séquence d'informations à symboles équiprobables. Dans ce cas, le récepteur est un simple détecteur :

- $r_i \geq 0$: on décide que +1 est émis,
- $r_i < 0$: on décide que -1 est émis.

Dans ce cas $r_i = y_i$ est la variable de décision. La statistique de y_i détermine les performances du récepteur.

Chaque symbole b_i de la séquence d'information à transmettre est modulé par une séquence $(s_n)_{n=0, \dots, SF-1}$, à valeurs dans $\left\{\pm \frac{1}{\sqrt{N_c}}\right\}$, s_n étant la séquence d'étalement normalisée ; ce qui revient à transmettre en fonction de la valeur de $b_i \in \{\pm 1\}$, la séquence :

$$(s_0, s_1, \dots, s_{N_c-1}) \text{ ou } (-s_0, -s_1, \dots, -s_{N_c-1})$$

Ainsi chaque symbole de durée T_s est codé par une séquence de SF chips de durée $T_c \leq T_s$ pour chaque chip. Le signal résultant occupe une bande de fréquence de largeur $B_c = \frac{1}{T_c}$, $T_c = \frac{T_s}{N_c}$, d'où l'étalement de spectre.

En pratique, l'augmentation de la largeur de bande procure la résistance voulue en terme d'interférence/bruit en communication militaire.

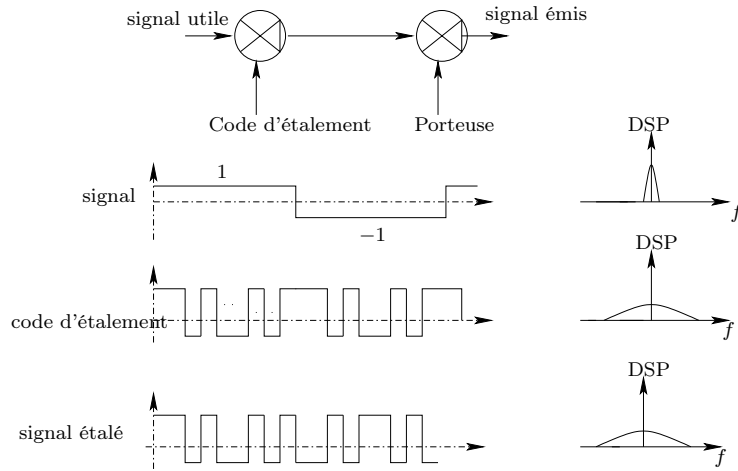


FIGURE 2.1 – Étalement de spectre par séquence directe pour un système CDMA

La séquence d'étalement utilisée dans ce type de système de communication doit avoir deux propriétés importantes :

- une moyenne approximativement nulle :

$$\sum_{n=0}^{N_c-1} s_n \approx 0 \quad (2.2)$$

- une fonction d'auto-corrélation donnée par :

$$\Gamma(m) = \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n s_{n+m} \approx \begin{cases} 1 & \text{si } m = 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.3)$$

Avec $s_n = 0$ si $n > N_c - 1$.

En respectant ces deux propriétés, on peut générer des séquences proches du bruit blanc, d'où l'appellation de séquence pseudo-aléatoire [SP80]. Le récepteur arrive à reconstituer les symboles de l'utilisateur i désiré en effectuant une simple corrélation du signal reçu avec le code d'étalement correspondant qui doit être connu du récepteur (figure 2.2). Soit $y^{(i)}$ la sortie du filtre adapté lorsque le signal reçu, noté r_n , est appliqué en entrée :

$$y^{(i)} = \sum_{n=0}^{N_c-1} r_n s_n \quad (2.4)$$

soit

$$y^{(i)} = \sum_{n=0}^{N_c-1} (Ab^{(i)} s_n + w_n) s_n \quad (2.5)$$

donc en utilisant les propriétés d'auto-corrélation de la séquence d'étalement :

$$y^{(i)} = Ab^{(i)} + \sum_{n=0}^{N_c-1} w_n s_n \quad (2.6)$$

une décision est alors à prendre quant à la valeur du symbole émis $b^{(i)}$ (un $+1$ ou un -1). Nous verrons par la suite le traitement effectué au niveau du récepteur pour décider sur la valeur du symbole.

On examine le cas d'une transmission avec K utilisateurs émettant sur le même canal et que chaque utilisateur est caractérisé par une séquence d'étalement $(s_{k,n})_{n=0 \dots N_c-1}$.

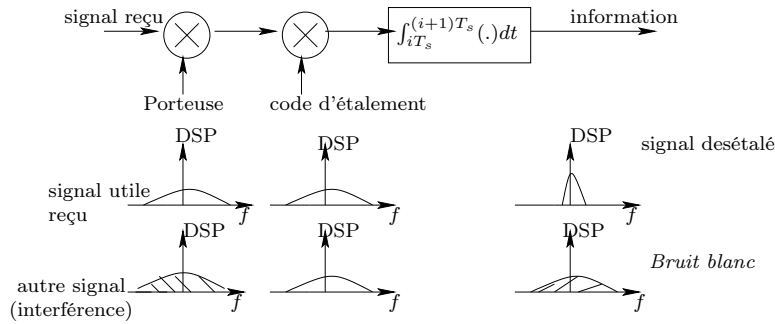


FIGURE 2.2 – Récepteur élémentaire et désétalement

L'intercorrélation entre les séquences d'étalement des différents utilisateurs est définie par :

$$\Gamma_{k,j}(m) = \sum_{n=0}^{N_c-1} s_n^{(k)} s_{n+m}^{(j)} \approx \begin{cases} 1 & \text{si } k = j \text{ et } m = 0, \\ 0 & \text{sinon,} \end{cases} \quad (2.7)$$

Le signal reçu est de la forme suivante

$$r_n = \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(i)} s_{k,n} + w_n \quad (2.8)$$

Nous nous intéressons à la réception à démoduler les symboles émis par l'utilisateur 1. Le récepteur élémentaire décrit précédemment procède à la corrélation du signal reçu avec la séquence d'étalement $s_{1,n}$ de l'utilisateur 1 :

$$y_i^{(1)} = A_1 b_1^{(i)} \sum_{n=0}^{N_c-1} (s_{1,n})^2 + \sum_{k=2}^K A_k b_k^{(i)} \sum_{n=0}^{N_c-1} s_{k,n} s_{1,n} + \sum_{n=0}^{N_c-1} w_n s_{1,n} \quad (2.9)$$

En utilisant la propriété de l'inter-corrélation 2.7,

$$y_i^{(1)} \approx A_1 b_1^{(i)} + IAM_k^{(i)} + \sum_{n=0}^{N_c-1} w_n s_{1,n} \quad (2.10)$$

Le terme $IAM_k^{(i)}$ représente l'interférence d'accès multiple pour le $i^{\text{ème}}$ symbole. Pour un système synchrone ce terme est égal à zéro. Il apparaît ainsi que l'orthogonalité des codes d'étalement permet de masquer la présence d'un autre utilisateur, cependant cette orthogonalité n'existe que pour un signal parfaitement synchronisé. Ceci suppose donc une synchronisation parfaite à la réception des retards de propagations introduits par le canal, ainsi que des instants de transmissions de chaque utilisateur. Ce qui n'est pas le cas en pratique.

2.4 Les codes d'étalements et de brouillage

Dans cette section nous allons présenter les techniques de construction des codes d'étalements et de brouillages (*Scrambling*) utilisés dans le cadre de cette thèse.

2.4.1 Les séquences d'étalements

Les codes d'étalements choisis sont des codes orthogonaux avec un facteur d'étalement variable (*codes OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor*) [ASO97]. Dans le cadre de cette thèse, deux codes d'étalements orthogonaux sont considérés, un pour l'étalement des séquences de données de la voie en phase I et un autre pour la voie en quadrature Q. Ces codes sont les mêmes pour tous les utilisateurs et la différenciation entre les signaux de chaque utilisateur se fait grâce aux codes de brouillage longs. L'utilisation de

ces codes *OVSF* permet de modifier le facteur d'étalement SF et de maintenir l'orthogonalité des différents codes d'étalement. Ces codes sont construits à partir d'un jeu de codes orthogonaux. Les codes orthogonaux sont caractérisés par des fonctions d'intercorrélation nulles représentées par la relation 2.7. Ils sont basés sur les séquences binaires de Walsh-Hadamard [Pro95] et peuvent être générés d'après l'arbre de code de la figure 2.3 :

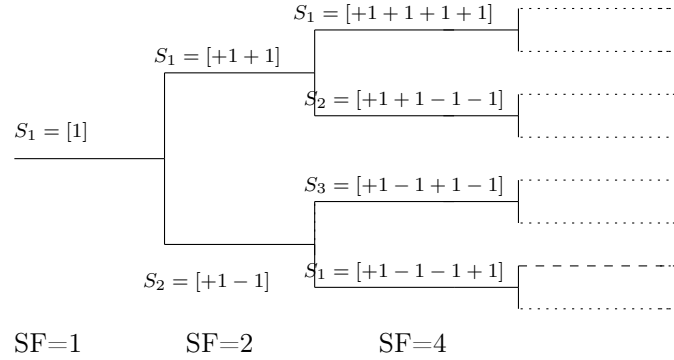


FIGURE 2.3 – Arbre de codes pour la génération des codes orthogonaux

A chaque niveau de l'arbre de codes correspond un facteur d'étalement. Sur un même niveau tous les codes sont orthogonaux entre eux. Les codes OVSF sont aussi appelés codes de Walsh puisqu'ils sont générés en appliquant la transformée de Walsh-Hadamard définie par :

$$\mathbf{H}_{2^n} = \begin{pmatrix} 1 \end{pmatrix} \quad \text{pour } n = 0$$

$$\mathbf{H}_{2^{n+1}} = \begin{pmatrix} H_{2^n} & H_{2^n} \\ H_{2^n} & \overline{H_{2^n}} \end{pmatrix}$$

$\overline{H_n}$ est le complément de H_n . L'exemple suivant illustre la construction de la matrice d'Hadamard d'ordre $N = 2^3 = 8$:

$$\mathbf{H}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad ; \quad \mathbf{H}_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{H}_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Les codes binaires d'étalement sont les lignes de la matrice H . Les codes de Walsh-Hadamard pour le facteur d'étalement $SF = 8$ sont ainsi les suivants :

$$\begin{aligned} s_1 &= [+1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1 \ +1] \\ s_2 &= [+1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ -1] \\ s_3 &= [+1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1] \\ s_4 &= [+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1] \\ s_5 &= [+1 \ +1 \ +1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1] \\ s_6 &= [+1 \ -1 \ +1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1] \\ s_7 &= [+1 \ +1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ +1 \ +1] \\ s_8 &= [+1 \ -1 \ -1 \ +1 \ -1 \ +1 \ +1 \ -1] \end{aligned}$$

Le code de brouillage est de même longueur que la séquence d'information étalée par le code d'étalement au rythme chip.

2.4.2 Les codes de brouillage

Les codes de brouillage longs sont utilisés pour séparer les émissions des différents utilisateurs. En effet, chaque utilisateur utilise un code complexe qui lui est propre. Les différents codes de brouillage utilisés par l'émetteur lors de la transmission sont connus par le récepteur afin de pouvoir faire la séparation des différents utilisateurs à partir du signal reçu.

Du fait de leur construction, il existe plusieurs millions de codes distincts ce qui rend la restitution de l'information impossible en absence du bon code et si la corrélation est effectuée au mauvais instant.

Les codes de brouillages longs sont générés à l'aide de deux occurrences de la même séquence de Gold [Gol67], décalées dans le temps. La séquence de Gold $C_g^{(1)}$ est construite à

l'aide de deux m-séquences x et y générées par les deux polynômes de degré 25 suivants :

$$\begin{cases} h(X) = X^{25} + X^3 + 1, \\ \hat{h}(X) = X^{25} + X^3 + X^2 + X + 1, \end{cases} \quad (2.11)$$

La deuxième séquence de Gold $C_g^{(2)}$ est construite en faisant un décalage de $C_g^{(1)}$ de m chips. Les m-séquences sont des séquences construites à partir de registres à décalage binaires [Gol82]. Ces familles de séquences possèdent d'excellentes propriétés d'inter-corrélation. Elles sont générées par des registres à décalage avec rétro-action linéaire ("*binary maximal-length linear feed-back shift-register sequences*") [Zig04]. A chaque utilisateur k est associée une séquence de brouillage qui lui est propre, construite à l'aide de la séquence x générée en fonction du numéro k . En pratique les séquences de Gold sont générées grâce à des registres à décalages.

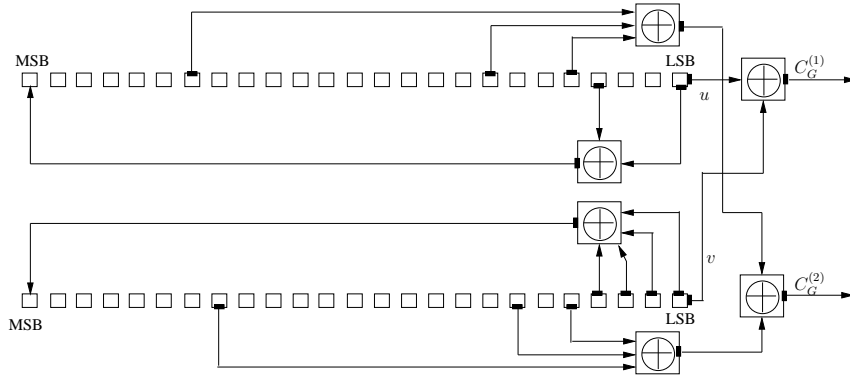


FIGURE 2.4 – Schéma pratique de génération des codes de scrambling long.

Les m-séquences binaires x_k et y , k étant le numéro d'un utilisateur, sont construites de la manière suivante :

1. Conditions initiales :

- $x_k(0) = k_0, x_k(1) = k_1, \dots, x_k(22) = k_{22}, x_k(23) = k_{23}, x_k(24) = 1,$
- $y(0) = y(1) = \dots = y(23) = y(24) = 1.$

où k_0, k_1, \dots, k_{23} représente l'écriture binaire du nombre k .

2. Définition récursive des symboles successifs :

- $x_k(n + 25) = x_k(n + 3) + x_k(n) \mod(2), \quad n = 0, \dots, 2^{25} - 27,$

- $y(n+25) = y(n+3) + y(n+2) + y(n+1) + y(n) \mod(2),$
 $n = 0, \dots, 2^{25} - 27.$

La séquence binaire de Gold $c_g(n)$ est construite comme suit :

$$c_g(n) = x_k(n) + y(n) \mod(2), \quad n = 0, \dots, 2^{25} - 2. \quad (2.12)$$

La séquence de Gold $C_g(n)$ à valeurs dans $+1, -1$ est donnée par :

$$C_g(n) = \begin{cases} +1 & \text{si } c_g(n) = 0 \\ -1 & \text{si } c_g(n) = 1 \end{cases} \quad n = 0, \dots, 2^{25} - 2. \quad (2.13)$$

Les deux séquences de Gold $C_g^{(1)}$ et $C_g^{(2)}$ sont construites de la façon suivante :

- $C_g^{(1)} = C_g(n), \quad n = 0, \dots, 2^{25} - 2.$
- $C_g^{(2)} = C_g((n + 16777232) \mod(2^{25} - 1)), \quad n = 0, \dots, 2^{25} - 2.$

La séquence de brouillage $C_{sc[k]}$ à valeurs complexes est finalement définie par :

$$C_{sc[k]} = C_g^{(1)}(n)(1 + j(-1)^n C_g^{(2)}(2 \lfloor n/2 \rfloor)) \quad (2.14)$$

où $n = 0, \dots, 2^{25} - 2$ et $\lfloor n/2 \rfloor$ est la partie entière de $n/2$.

La figure 2.4 montre le schéma pratique de génération du code long de brouillage.

2.5 Modèle d'un système CDMA synchrone sur un canal Gaussien

On considère un système CDMA avec K utilisateurs actifs. Chaque utilisateur possède un code pseudo-aléatoire (une signature) $s_k(t)$ de durée T_s . T_s est également la durée d'un symbole transmis. la signature peut être exprimée par :

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} s_{k,n} p(t - nT_c) \quad (2.15)$$

où $0 \leq t \leq T_s$. $(s_{k,n})_{n=0, N_c-1}$ est une séquence pseudo-aléatoire formée par N_c chips qui prennent des valeurs dans $\{-1/\sqrt{N_c}, +1/\sqrt{N_c}\}$, $p(t)$ est une forme d'onde de durée T_c supposée rectangulaire, T_c est la durée d'un chip. Notons que les signatures possèdent

une énergie unitaire : $\int_0^{T_s} s_k^2(t)dt = 1$.

L'inter-corrélation entre une paire de signatures joue un rôle important dans les performances d'un récepteur CDMA. Pour une durée symbole T_s et reprenant la relation 2.7, on définit l'inter-corrélation comme suit :

$$\begin{aligned}\Gamma_{k,j} &= \int_0^{T_s} s_k(t)s_j(t)dt, \\ &= \sum_{n=0}^{N_c-1} s_{k,n}s_{j,n}\end{aligned}\tag{2.16}$$

On définit ainsi la matrice d'inter-corrélation \mathbf{R} :

$$[\mathbf{R}]_{k,j} = \Gamma_{k,j}, \quad 1 \leq k, j \leq K\tag{2.17}$$

La séquence d'information du $k^{\text{ème}}$ utilisateur ($k = 1, \dots, K$) est $(b_k^{(i)})_{i=0, N_b-1}$, où N_b désigne la longueur de la séquence.

Chaque symbole d'information prend une valeur dans $\{-1, +1\}$. Après étalement, le signal en bande de base correspondant s'écrit alors :

$$e_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{N_b-1} b_k^{(i)} s_k(t - iT_s)\tag{2.18}$$

où A_k est l'amplitude du signal reçu provenant du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.

Le signal CDMA de K utilisateurs présents dans le système ainsi construit est :

$$e(t) = \sum_{k=1}^K e_k(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N_b-1} A_k b_k^{(i)} s_k(t - iT_s)\tag{2.19}$$

Dans le cas d'une transmission sur un canal Gaussien, le signal reçu est :

$$r(t) = e(t) + \sigma w(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N_b-1} A_k b_k^{(i)} s_k(t - iT_s) + \sigma w(t)\tag{2.20}$$

où $w(t)$ est un Bruit Blanc Additif Gaussien (BBAG) de moyenne nulle et de variance égale à l'unité.

Dans l'intervalle de temps $[iT_s, (i+1)T_s[$, nous pouvons représenter le signal reçu sous la forme d'un vecteur colonne $\vec{r}^{(i)}$:

$$\bar{r}^{(i)} = \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(i)} \bar{s}_k + \sigma \bar{w} \quad (2.21)$$

où $\bar{s}_k = [s_{k,0}, \dots, s_{k,n}, \dots, s_{k,(N_c-1)}]^T$ est le vecteur colonne représentant la signature du $k^{\text{ème}}$ utilisateur et \bar{w} est le vecteur colonne représentant les N_c échantillons du bruit $w(t)$.

2.5.1 Détecteur conventionnel

Pour un système CDMA synchrone, le détecteur le plus simple, appelé détecteur conventionnel, est celui qui fonctionne comme si chaque utilisateur était seul sur le canal, ne tenant pas compte des émissions des autres utilisateurs [Hol82]. Il fait une détection symbole par symbole, en utilisant à la sortie du récepteur un banc de filtres à la signature de chaque utilisateur. Ainsi la décision sur le symbole i de l'utilisateur k est obtenue à la sortie du filtre adapté associé au $k^{\text{ème}}$ utilisateur à l'instant iT_s :

$$y_k^{(i)} = \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} r(t) s_k(t - iT_s) dt \quad (2.22)$$

D'après 2.17 et 2.20, nous pouvons exprimer la sortie du $k^{\text{ème}}$ filtre adapté par :

$$\begin{aligned} y_k^{(i)} &= A_k b_k^{(i)} + \sum_{j \neq k} A_j b_j^{(i)} \Gamma_{j,k} + \sigma \int_{iT_s}^{(i+1)T_s} w(t) s_k(t - iT_s) dt \\ &= A_k b_k^{(i)} + IAM_k^{(i)} + w_k^{(i)} \end{aligned} \quad (2.23)$$

la corrélation du signal reçu avec la signature du $k^{\text{ème}}$ utilisateur donne un terme relatif au symbole $b_k^{(i)}$ transmis, le terme IAM_k exprime la corrélation avec les autres utilisateurs (Interférences d'Accès Multiple), et w_k représente le terme de bruit relatif au $k^{\text{ème}}$ utilisateur, variable aléatoire gaussienne de moyenne nulle et de variance σ^2

Les interférences d'accès multiple pénalisent fortement la capacité et les performances d'un système de transmission CDMA conventionnel. La valeur de l'IAM augmente avec le nombre des interférents : les différents utilisateurs présents dans le système.

Comme pour les systèmes radio-mobiles, la présence de signaux de fortes amplitudes, provenant de certains utilisateurs proches pénalise fortement les performances du récepteur de l'utilisateur d'intérêt. C'est le phénomène d'éblouissement [Pro95].

Une représentation matricielle de l'expression 2.23, s'écrit :

$$\bar{\mathbf{y}}^{(i)} = \mathbf{R} \mathbf{A} \bar{\mathbf{b}}^{(i)} + \bar{\mathbf{w}}^{(i)} \quad (2.24)$$

où \mathbf{R} est la matrice d'inter-corrélation normalisée définie par 2.17, $\bar{\mathbf{y}}^{(i)} = [y_1^{(i)}, \dots, y_K^{(i)}]^T$, $\bar{\mathbf{b}}^{(i)} = [b_1^{(i)}, \dots, b_K^{(i)}]^T$, $\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, \dots, A_K)$ et $\bar{\mathbf{w}}^{(i)} = [w_1^{(i)}, \dots, w_K^{(i)}]^T$.

La figure 2.5 donne le schéma d'un détecteur conventionnel.

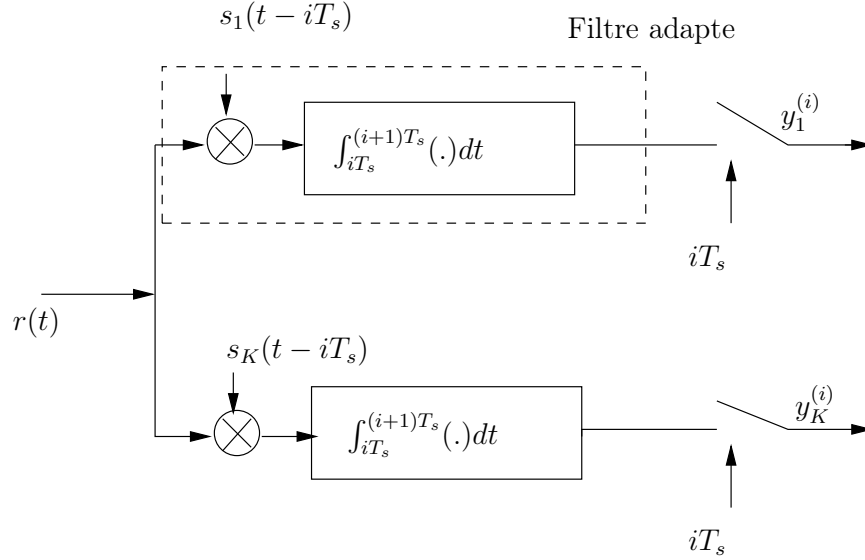


FIGURE 2.5 – Détecteur conventionnel pour un système CDMA synchrone.

2.6 Modèle d'un système CDMA asynchrone

Dans le cas d'un système de transmission CDMA asynchrone, les utilisateurs peuvent transmettre d'une façon complètement indépendante les uns des autres, sans une synchronisation préalable. La transmission asynchrone entre utilisateurs est une considération plus réaliste dans les systèmes de communications implémentées en pratique. Par conséquent, il faut tenir compte de cet aspect dans la conception du récepteur qui doit inclure le traitement nécessaire pour compenser les retards entre les symboles reçus des différents utilisateurs.

2.6.1 Transmission sur un canal gaussien

Pour un système avec K utilisateurs, les retards $(\tau_k)_{k=1, \dots, K}$ sont définis par rapport à une origine arbitraire, par exemple $\tau_1 = 0$. Les retards sont également considérés indépendants et généralement considérés supérieurs à la durée d'un temps chip T_c [Gan05]. En pratique, les utilisateurs sont considérés de sorte que $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_K$.

En généralisant l'expression 2.20 et en introduisant les retards $(\tau_k)_{k=1,\dots,K}$, le signal émis par le $k^{\text{ème}}$ utilisateur dans l'intervalle de temps $t \in [0, N_b T_s[$ est :

$$e_k(t) = \sum_{i=0}^{N_b-1} A_k \left[b_k^{(i-1)} \sum_{n=0}^{\tau_k-1} s_{k,(N_c-\tau_k+n)} p(t_i T_s + n T_c) + b_k^{(i)} \sum_{n=\tau_k}^{N_c-1} s_{k,(n-\tau_k)} p(t_i T_s + n T_c) \right] \quad (2.25)$$

où $b_k^{(-1)} = 0$, le signal est nul pour $t < \tau_k$.

Pour une transmission sur un canal gaussien, le signal reçu est :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K e_k(t) + \sigma w(t) \quad (2.26)$$

où $w(t)$ est un bruit blanc additif gaussien de moyenne nulle et de variance égale à l'unité.

En pratique, si le signal $r(t)$ est échantillonné au rythme chip, il peut être exprimé par le vecteur $\bar{\mathbf{r}}$:

$$\bar{\mathbf{r}}[n] = \sum_{k=1}^K \bar{\mathbf{e}}_k[n] + \sigma \bar{\mathbf{w}}[n] \quad (2.27)$$

où $\bar{\mathbf{w}}$ est le vecteur de bruit construit à partir de $(N_b + 1)N_c$ échantillon de $w(t)$, $\bar{\mathbf{r}}[n]$ est le $n^{\text{ème}}$ élément du vecteur $\bar{\mathbf{r}}$.

2.6.2 Transmissions sur un canal à trajets multiples

On considère une communication avec K utilisateurs actifs. Chaque utilisateur possède un code pseudo aléatoire $C_{sc_k}(t)$ qui est le code de scrambling et une séquence d'étalement $S(t)$ de longueur SF commune pour tous les utilisateurs. On suppose que le canal du $k^{\text{ème}}$ utilisateur possède une réponse impulsionnelle $c_k^{(i)}(t)$ de la forme :

$$c_k^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^L c_{k,l}^{(i)} \delta(t - \tau_l^{(i)}) \quad (2.28)$$

où

- L représente le nombre de trajets du canal.
 - $\tau_l^{(i)}$ les retards du $l^{\text{ème}}$ trajet multiple de la durée d'un temps chip T_c .
 - $c_{k,l}^{(i)}$ est le gain complexe du $l^{\text{ème}}$ trajet du $k^{\text{ème}}$ utilisateur.
-

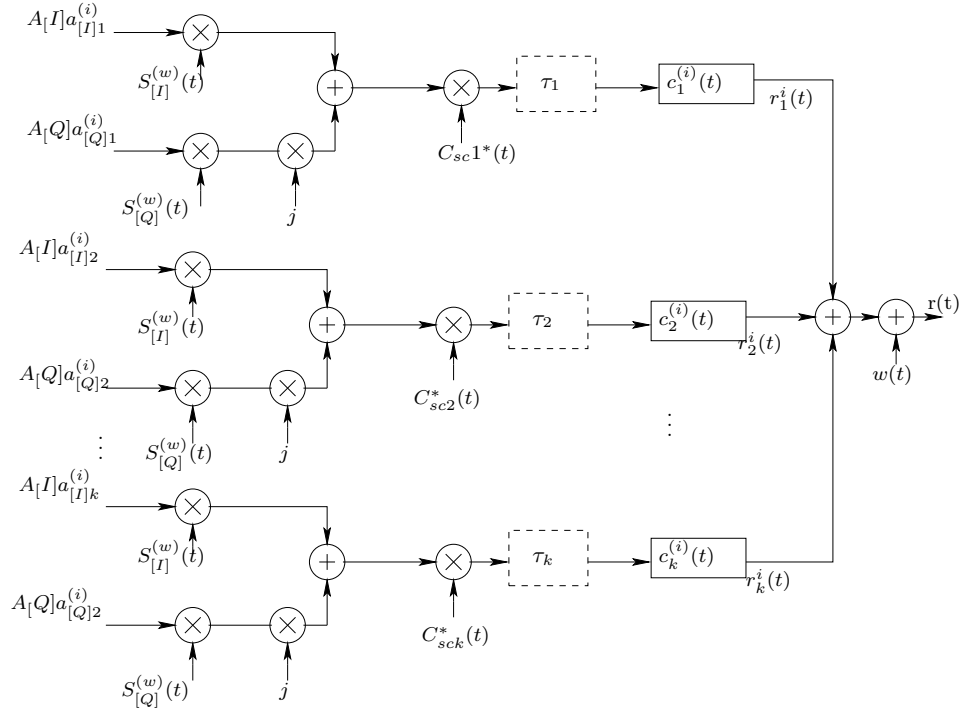


FIGURE 2.6 – Modèle de l'émetteur d'un système CDMA sur un canal à trajets multiples

Pour notre système, nous prenons comme hypothèse de simulation une puissance moyenne des différents trajets normalisée. Dans la pratique les utilisateurs présents dans le système peuvent avoir des puissances d'émissions différentes selon leur rapprochement du système de réception. Ce phénomène est connu sous le nom de l'effet d'éblouissement (ou le *near-far effect*).

$$\sum_{l=1}^L E[|c_{k,l}^{(i)}|^2] = 1, \quad \forall k. \quad (2.29)$$

Le canal multi-trajets est supposé constant durant la transmission d'un symbole d'information T_s . Chaque utilisateur transmet une trame d'information de $N_b=144$ bits durant une période $T_t = 9.6s$. Le signal à transmettre en sortie de l'émetteur d'un système CDMA asynchrone est le suivant :

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{k=0}^K [b_k^{(i)} A_k s(t - iT_s - \tau_k)] * c_{sc}(t - iT_c) * c_k^{(i)}(t) \\ &= \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{k=0}^K b_k^{(i)} A_k \sum_{l=1}^L c_{k,l}^{(i)}(t) s(t - iT_s - \tau_k - \tau_l) * c_{sc}(t - iT_c) \end{aligned} \quad (2.30)$$

$b_k^{(i)}$ étant la suite de symboles binaires à transmettre et A_k l'amplitude d'émission des symboles d'un utilisateur k .

Le signal reçu est la convolution des signaux transmis et de la réponse impulsionnelle des canaux de propagation. Le signal reçu est bruité par un bruit complexe additif gaussien $\sigma w(t)$ blanc de densité spectrale σ^2 :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N_b-1} \sum_{k=0}^K b_k^{(i)} A_k \sum_{l=1}^L c_{k,l}^{(i)}(t) s(t - iT_s - \tau_k - \tau_l) * c_{sc}(t - iT_c) + \sigma w(t) \quad (2.31)$$

Le retard total d'un trajet (k, l) $l^{\text{ème}}$ trajet du $k^{\text{ème}}$, est donné par :

$$t_{k,l} = \tau_k + \tau_l.$$

Les signaux émis arriveront au niveau de l'antenne du récepteur en provenance de plusieurs trajets, il s'agit donc de les combiner d'une manière cohérente afin de tirer profit de la diversité spatiale des différents signaux, grâce à des détecteurs multi-utilisateurs.

2.7 Les systèmes de détection CDMA multi-utilisateurs

Dans [Ver98] Verdù décrit un détecteur optimal pour les séquences CDMA qui maximise la probabilité a posteriori de toutes les valeurs possibles du symbole. Les résultats furent en théorie très probant, néanmoins peu intéressant en pratique parce qu'un récepteur optimal voit sa complexité croître exponentiellement avec le nombre d'utilisateurs. Bon nombre de solutions sous-optimales à complexités réduites ont été depuis décrites dans la littérature. Les algorithmes de détection et de décision développés tendent à trouver un équilibre entre les performances à atteindre selon l'objectif de l'application et la complexité du système. Ils peuvent être classifiés essentiellement sous deux catégories, à savoir la détection mono-utilisateur et la détection multi-utilisateurs. Nous développerons dans les parties suivantes les structures et les mesures de performances des récepteurs conventionnellement utilisés dans les systèmes CDMA pour les détections mono-utilisateur et multi-utilisateurs pour des transmissions sur un canal à trajets multiples.

2.7.1 Le récepteur RAKE

Pour des réceptions multi-utilisateurs sur un canal à trajets multiples, il est indispensable de combiner de façon cohérente les énergies des différents trajets. Le récepteur RAKE est le filtre adapté à la forme d'onde de l'utilisateur désiré [OSAS07c]. Avec un canal à trajets multiples, le filtre adapté prend une forme particulière avec plusieurs branches de traitement, une par trajet. On obtient ainsi une forme de filtre en râteau, d'où le nom de RAKE (râteau en français) donné à ce récepteur (figure 2.7).

Dans chaque branche de traitement, le signal reçu est corrélé d'abord avec le conjugué du code de scrambling de l'utilisateur à démoduler $C_{sc_k}^*$; chaque utilisateur ayant un code de scrambling propre; aligné avec le retard du signal empruntant le trajet correspondant, il est ensuite corrélé avec le code d'étalement de la voie en phase (I) pour récupérer le message utile ou avec le code d'étalement de la voie en quadrature (Q) pour récupérer les données de contrôle [OSAS07a] [YY09]. La séquence d'étalement est commune à tous les utilisateurs, la différenciation entre les symboles de chaque utilisateur étant faite avec le code de scrambling. Après le désétalement les signaux sont pondérés avec les conjugués des atténuations relatives à chaque trajet (coefficients du canal), la contribution de chaque trajet est ainsi sommée. La sortie du récepteur RAKE constitue la variable de décision relative au $i^{\text{ème}}$ symbole transmis. La figure 1.6 représente la structure d'un récepteur RAKE pour un système CDMA sur un canal multi-trajets. Dans la figure, le vecteur $r(t)$ représente le signal reçu, défini par l'équation 2.32. $y_k^{(i)}$ est la variable de décision à la sortie du RAKE.

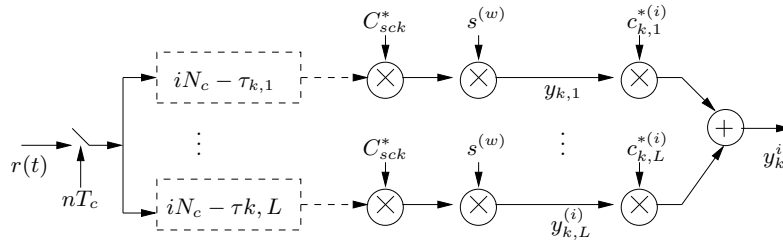


FIGURE 2.7 – Récepteur RAKE pour un canal multi-trajets

Le signal reçu au niveau du récepteur s'écrit comme la somme des différents signaux provenant des trajets multiples pour chaque utilisateur :

$$r(t) = \sum_{k=1}^K r_k(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L r_{k,l}(t) \quad (2.32)$$

où

$$r_{k,l}(t) = \sum_{i=0}^{N_b-1} A_k b_k^{(i)} c_{k,l}^{(i)} s_k^{(w)}(t - iT_s - t_{k,l}) c_{sc_k}(i - T_c) + w_{k,l}(t) \quad (2.33)$$

$w_{k,l}$ est un bruit blanc gaussien additif de variance σ^2 . Le signal $y_k^{(i)}$ à la sortie du récepteur RAKE relatif au $i^{\text{ème}}$ symbole transmis est :

$$y_k^{(i)} = \sum_{l=1}^L y_{k,l}^{(i)} c_{k,l}^{*(i)} \quad (2.34)$$

où

$$y_{k,l}^{(i)} = \int_{iT_s+t_{k,l}}^{(i+1)T_s+t_{k,l}} r_{k,l} s_k^*(t - iT_s - t_{k,l}) dt. \quad (2.35)$$

s_k représente la signature complexe du $k^{\text{ème}}$ utilisateur, elle est égale au produit de convolution du code d'étalement de Walsh $s_{SF}^{(w)}$ avec le code de scrambling complexe c_{sc_k} . Si on s'intéresse à démoduler le signal de l'utilisateur 1, l'échantillonnée de la sortie du récepteur du $i^{\text{ème}}$ symbole est donnée par :

$$\begin{aligned} y_1^{(i)} &= \sum_{l=1}^L A_1 b_1^{(i)} \Gamma_{11}(0) |c_{1,l}|^2 && (signal \text{ utile}) \\ &+ \sum_{l=1}^L \sum_{i \neq j} \Gamma_{11}((i-j)T_s) A_1 b_1^{(j)} |c_{1,l}|^2 && (IES) \\ &+ \sum_{l=1}^L \sum_{k=2}^K \sum_j \Gamma_{k1}((i-j)T_s) A_k b_k^{(j)} c_{1,l}^* c_{k,l} && (IAM) \\ &+ w_1'^{(i)} && (bruit) \end{aligned} \quad (2.36)$$

$\Gamma_{k1}(\tau)$ est la fonction d'inter-corrélation entre les formes d'ondes des utilisateurs k et 1 donné par l'équation 2.7 de la section 2.3. $\Gamma_{k1}(i)$ est l'échantillonnée au temps symbole de $\Gamma_{k1}(\tau)$:

$$\Gamma_{k1}(i) = \Gamma_{k1}(\tau)|_{\tau=iT_s} \quad (2.37)$$

$w_1'^{(i)}$ est le produit entre le bruit blanc gaussien additif avec la signature complexe de l'utilisateur 1.

La sortie du récepteur est ainsi constituée de quatre termes. Le premier est le signal utile contenant le gain de la diversité par trajets multiples associé au symbole $b_1^{(i)}$. Le second est l'interférence entre symboles d'un même utilisateur arrivant avec plusieurs

retards sur chaque doigt du récepteur. Le troisième est l'interférence d'accès multiples. Le dernier est un bruit gaussien. En présence de trajets multiples, les formes d'ondes ne sont généralement pas orthogonales, d'où l'apparition de l'interférence entre symboles (IES) et de l'interférence d'accès multiple (IAM).

2.7.2 Performances du récepteur RAKE

Il s'agit de déterminer un critère de décision pour la reconstitution des symboles b_k transmis à partir de la sortie $y_k^{(i)}$ du récepteur RAKE (variable de décision). On s'intéresse à la probabilité d'erreur de la reconstitution du $i^{\text{ème}}$ symbole du $k^{\text{ème}}$ utilisateur. Le critère de décision quant à la valeur du symbole $b_k^{(i)}$ reçu est donné par la généralisation de la réception binaire sur un canal gaussien qui consiste à trouver la valeur $b_k^{(i)} \in \{-1, +1\}$ qui minimise :

$$\begin{aligned} & \int_{iT_s+t_{k,l}}^{(i+1)T_s+t_{k,l}} \sum_{l=1}^L \left| r_{k,l}(t) - A_k b_k^{(i)} c_{k,l}^{(i)} s_k(t - iT_s - t_{k,l}) \right|^2 dt \\ &= \sum_{l=1}^L \int_{iT_s+t_{k,l}}^{(i+1)T_s+t_{k,l}} |r_{k,l}(t)|^2 dt + \sum_{l=1}^L \int_{iT_s+t_{k,l}}^{(i+1)T_s+t_{k,l}} \left| A_k b_k^{(i)} c_{k,l}^{(i)} s_k(t - iT_s - t_{k,l}) \right|^2 dt \\ & - 2A_k b_k^{(i)} \sum_{l=1}^L \Re \left\{ \int_{iT_s+t_{k,l}}^{(i+1)T_s+t_{k,l}} r_{k,l}(t) A_k b_k^{(i)} (c_{k,l}^{(i)})^* s_k(t - iT_s - t_{k,l}) dt \right\} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Le critère de minimisation est donné par :

$$\hat{b}_k^{(i)} = \text{sgn} \left(\Re \left(\sum_{l=1}^L y_{k,l}^{(i)} (c_{k,l}^{(i)})^* \right) \right) \quad (2.39)$$

où $y_{k,l}$ est la sortie d'une branche du récepteur RAKE (*Matched Filter*) relative à un utilisateur donné, son expression est donné par 2.35.

En pratique, il s'agit de sommer les sorties de chaque doigt du récepteur RAKE, après avoir estimé les retards de chaque trajet et multiplié par le conjugué du coefficient de canal correspondant. Ce critère de décision est connu sous le nom de "*Maximal Ratio Combining*" (MRC).

C'est une recombinaison cohérente des contributions de chaque trajet de propagation. En considérant les interférences d'accès multiples et les interférences entre symboles, vues

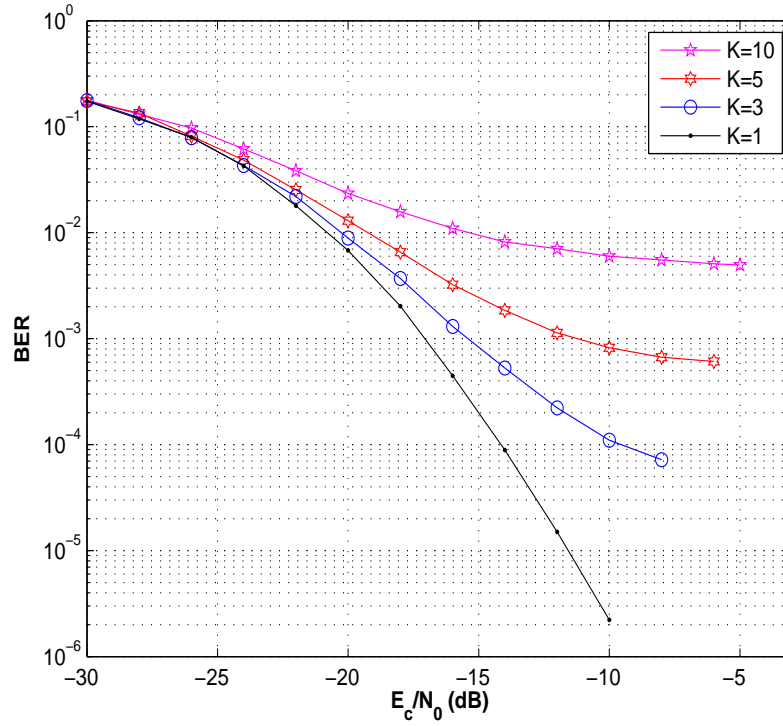


FIGURE 2.8 – Performances d'un récepteur RAKE pour un canal multi-trajets

comme du bruit gaussien et le bruit blanc additif gaussien (BBAG) la décision quant à la valeur du symbole transmis devient :

$$\hat{b}_k^{(i)} = \text{sgn} \left(\Re \left(\sum_{l=1}^L y_{k,l}^{(i)} (c_{k,l}^{(i)})^* \right) \right) \quad (2.40)$$

$$= \text{sgn} \left(A_k b_k^{(i)} \sum_{l=1}^L |c_{k,l}^{(i)}|^2 + \Re \{ \beta \} \right), \quad (2.41)$$

où β est une variable aléatoire gaussienne, modélisant la somme des différentes interférences et le bruit BBAG.

La figure 2.8 présente les performances d'un récepteur RAKE pour une transmission avec K utilisateurs (K=1,3,5,10) à travers un canal multi-trajets, en connaissance parfaite du canal.

2.7.3 Le détecteur optimal

Le détecteur optimal au sens maximum de vraisemblance pour un bruit blanc additif gaussien détecte le vecteur $\hat{\mathbf{b}}_k^{(i)} = [\hat{b}_1^{(i)}, \dots, \hat{b}_K^{(i)}]^T$ dont les composantes sont dans $\{-1, +1\}$ et qui est le plus vraisemblable conditionnellement à l'observation $\bar{\mathbf{r}}^{(i)}$ définie par l'expression 2.21, c'est à dire qui maximise la probabilité $P[\bar{\mathbf{b}}^{(i)}|\bar{\mathbf{r}}^{(i)}]$, ou comme nous supposons l'équiprobabilité des symboles émis, qui maximise la probabilité $P[\bar{\mathbf{r}}^{(i)}|\bar{\mathbf{b}}^{(i)}]$. Dans le cas pratique, maximiser cette probabilité revient à minimiser la distance euclidienne entre le signal reçu $\hat{\mathbf{r}}^{(i)}$ et le signal supposé émis $\hat{\mathbf{e}}^{(i)}$. L'estimation du vecteur symboles transmis, explicitée dans [Amm02], est donné par :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}}^{(i)} &= \arg_{\bar{\mathbf{b}}^{(i)} \in \{-1, +1\}^K} \min \left\| \bar{\mathbf{r}}^{(i)} - \bar{\mathbf{e}}^{(i)} \right\|^2, \\ &= \arg_{\bar{\mathbf{b}}^{(i)} \in \{-1, +1\}^K} \min \left[(\bar{\mathbf{e}}^{(i)})^T \bar{\mathbf{e}}^{(i)} - 2 (\bar{\mathbf{e}}^{(i)})^T \bar{\mathbf{r}}^{(i)} \right], \\ &= \arg_{\bar{\mathbf{b}}^{(i)} \in \{-1, +1\}^K} \max \left[2 (\bar{\mathbf{b}}^{(i)})^T \mathbf{A} \bar{\mathbf{y}}^{(i)} - (\bar{\mathbf{b}}^{(i)})^T \mathbf{A} \mathbf{R} \mathbf{A} \bar{\mathbf{b}}^{(i)} \right] \end{aligned} \quad (2.42)$$

où $\bar{\mathbf{y}}^{(i)} = [y_1^{(i)}, \dots, y_K^{(i)}]^T$ est le vecteur de sorties des filtres adaptés aux K utilisateurs pour le symbole i . $\mathbf{A} = \text{diag}[A_1, \dots, A_K]$ est la matrice diagonale des amplitudes des signaux des utilisateurs et \mathbf{R} est la matrice d'inter-corrélation des signatures des utilisateurs.

Dans la pratique, le test exhaustif de toutes les combinaisons possibles de $\bar{\mathbf{b}}^{(i)}$ dans $\{-1, +1\}^K$ est en fait impossible dès lors que le nombre de K utilisateurs devient significatif. En effet, cet algorithme, dans le but de détecter K symboles, calcule 2^K métriques. Sa complexité dépend exponentiellement du nombre d'utilisateurs actifs K dans le système. Le détecteur optimal au sens de maximum de vraisemblance est donc très coûteux et non utilisable dans une implémentation pratique. Cette détection optimale a été proposé par Verdù en 1986 pour des communications radio-mobiles pour un canal gaussien asynchrone [Ver98][Pro95].

2.7.4 Détection multi-utilisateurs par suppressions d'interférences

Dans cette section nous allons présenter une étude théorique du récepteur utilisé pour la détection multi-utilisateurs par suppression d'interférences : le récepteur SIC/RAKE [Amm02]. La suppression d'interférences peut prendre deux formes : celle relative à un bruit ne comportant pas d'information utile et celle relative aux interférences causées par d'autres signaux qui doivent eux même être détectés. Dans le cas des systèmes CDMA

classique, la deuxième approche est la plus intéressante et la plus utilisée car elle conduit aux meilleures performances [OSAS07b]. Elle constitue l'objet de la détection multi-utilisateurs qui vise à effectuer une détection simultanée des différentes contributions des utilisateurs à l'observation. Le principe de base de ce type de détecteur multi-utilisateurs est la création au niveau du récepteur d'une estimation séparée des interférences d'accès multiple engendrées par chaque utilisateur, et cela dans le but de les soustraire du signal reçu. Cette estimation se fait par le biais d'un émetteur local qui génère le signal des utilisateurs interférents grâce à leurs signatures complexes et aux coefficients du canal estimés. Ce type de détecteurs est implémenté par des itérations successives (étages). L'estimation des interférences s'améliore d'une itération à une autre, et par conséquent l'amélioration de la détection des symboles de l'utilisateur à démoduler. Nous allons décrire dans ce chapitre le modèle du détecteur linéaire à soustraction itérative d'interférence, présenter la cellule unitaire d'un récepteur SIC, développer les formulations mathématiques qui décrivent le mode de fonctionnement d'un récepteur SIC/RAKE et présenter quelques résultats de simulations.

2.7.5 Description du détecteur SIC pour un système AMRC synchrone

Dans ce paragraphe, nous rappellerons brièvement le modèle d'un système de communication AMRC synchrone. Le bruit du canal est supposé gaussien, blanc, additif (BBAG) avec une moyenne nulle et une variance $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$. Chacun des utilisateurs du système de communication AMRC transmet l'information au moyen de symboles binaire $b_k \in \{-1, +1\}$ en les multipliant par une signature $\bar{\mathbf{S}}_k = [S_{k,1}, S_{k,2}, \dots, S_{k,N_c}]^T \in \left\{ \frac{-1}{\sqrt{N_c}}, \frac{1}{\sqrt{N_c}} \right\}^{N_c}$, S_k est un vecteur colonne de longueur N_c chips (code d'étalement+scrambling). Dans un intervalle symbole donné, les codes d'étalement transmis par chaque utilisateur sont supposés synchrones. Chaque utilisateur k est reçu à un niveau de puissance A_k^2 supposé constant pendant une durée symbole. Le signal reçu est modélisé par un vecteur colonne :

$$\bar{\mathbf{r}} = S\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{b}} + \sigma\bar{\mathbf{z}} \quad , \quad (2.43)$$

où

$$S = [\bar{\mathbf{S}}_1, \bar{\mathbf{S}}_2, \dots, \bar{\mathbf{S}}_K] \in \left\{ \frac{-1}{\sqrt{N_c}}, \frac{1}{\sqrt{N_c}} \right\}^{N_c, K} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K) \in \mathbb{R}^{K \times K} \quad (2.45)$$

$$\bar{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]^T \in \{-1, 1\}^K \quad (2.46)$$

Le vecteur \bar{z} est un bruit gaussien centré et de matrice de covariance I_{N_c} . Le modèle de suppression successive d'interférences SIC, est décrit à partir d'une unité de suppression d'interférences, ICU (Interference Cancellation Unit) schématisée sur la figure 2.9. Cette unité est utilisée comme un bloc de base qui, concaténé en série avec (K-1) autres unités, réalise un étage SIC représenté sur la figure 2.10. A chaque étage, on vient réactualiser les estimées des symboles d'informations transmis et on soustrait leurs contributions au signal erreur résiduelle. Chaque étage comporte K unités élémentaires (ICU) relatives à chacun des K utilisateurs. L'entrée de l'ICU de l'utilisateur k à l'étage m est le vecteur signal résiduel $\bar{e}_{m,k}$. Pour le premier étage $\bar{e}_{1,1} = \bar{r}$. La contribution à supprimer au niveau de l'unité $ICU_k^{(m)}$ de l'utilisateur k à l'étage m est $\bar{S}_k \bar{S}_k^T \bar{e}_{m,k}$. $y_{m,k}$ représente la valeur estimée du symbole transmis par le $k^{\text{ème}}$ utilisateur en sortie de l'étage m . Pour le premier étage $y_{0,k} = 0, \forall k$.

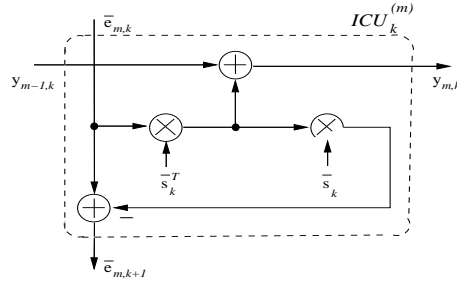


FIGURE 2.9 – Unité de suppression d'interférence $(ICU)_k^{(m)}$ de l'utilisateur k à l'étage m .

La figure 2.10 montre la structure multi-étage de la suppression successive linéaire des interférences.

Le premier utilisateur du premier étage du secteur SIC agit directement sur le vecteur signal reçu $\bar{e}_{1,1} = \bar{r}$. L'actualisation du bit transmis par le premier utilisateur est :

$$y_{1,1} = y_{0,1} + \bar{s}_1^T \bar{e}_{1,1} = \bar{s}_1^T \bar{r}. \quad (2.47)$$

Le vecteur d'erreur résiduelle à l'entrée de l'unité suivante est alors :

$$\bar{e}_{1,2} = \bar{e}_{1,1} - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T \bar{e}_{1,1} = (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) \bar{r}, \quad (2.48)$$

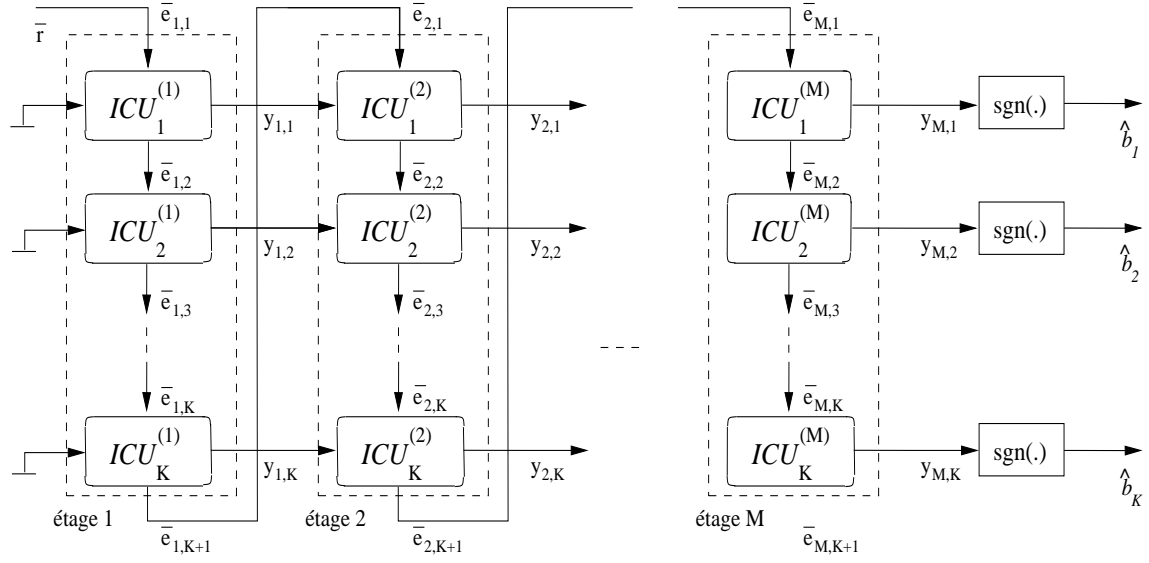


FIGURE 2.10 – Structure multi-étages de la suppression successive linéaire des interférences.

où I est la matrice identité $N_c * N_c$. L'étape suivante conduit à l'actualisation de la valeur de $y_{1,2}$ estimée de la sortie de l'unité de l'utilisateur 2 de l'étage 1 (cf figure 2.10) :

$$y_{1,2} = y_{0,2} + \bar{s}_2^T \bar{e}_{1,2} = \bar{s}_2^T (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) \bar{r}, \quad (2.49)$$

et à l'actualisation du signal de l'erreur résiduelle :

$$\bar{e}_{1,3} = \bar{e}_{1,2} - \bar{s}_2 \bar{s}_2^T \bar{e}_{1,2} = (I - \bar{s}_2 \bar{s}_2^T) (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) \bar{r}. \quad (2.50)$$

De manière plus générale, les différents signaux à la sortie d'une cellule SIC s'écrivent :

$$\bar{e}_{1,k} = \prod_{j=1}^{k-1} (I - \bar{s}_j \bar{s}_j^T) \bar{r}, \quad (2.51)$$

et

$$y_{1,k} = \bar{s}_k^T \prod_{j=1}^{k-1} (I - \bar{s}_j \bar{s}_j^T) \bar{r} = \bar{g}_{1,k}^T \bar{r}, \quad (2.52)$$

où

$$\bar{g}_{1,k} = \prod_{j=1}^{k-1} (I - \bar{s}_{k-j} \bar{s}_{k-j}^T) \bar{s}_k. \quad (2.53)$$

Un détecteur SIC linéaire à un seul étage peut donc être représenté comme un filtrage linéaire $\bar{g}_{1,k}$ du vecteur signal reçu \bar{r} .

Le vecteur $\bar{e}_{1,K+1}$ représente le vecteur du signal résiduel obtenu à la sortie du premier étage après que tous les utilisateurs aient été traités. Il est exprimé par :

$$\bar{e}_{1,K+1} = \prod_{j=1}^K (I - \bar{s}_j \bar{s}_j^T) \bar{r} = \Phi_K \bar{r}. \quad (2.54)$$

2.7.6 La suppression successive linéaire multi-étages des interférences

Pour construire le détecteur multi-utilisateurs SIC multi-étages, on répète le même traitement non pas sur le signal reçu \bar{r} comme au premier étage mais sur le signal d'erreur résiduelle $\bar{e}_{m-1,K+1}$ généré à la fin de l'étage précédent, comme le montre la figure 2.10. De plus comme il apparaît sur la figure, le signal $\bar{e}_{1,K+1} = \bar{e}_{2,1}$. Ainsi $y_{2,1}$ s'exprime par :

$$y_{2,1} = \bar{s}_1^T \bar{e}_{2,1} + y_{1,1} = \bar{s}_1^T \Phi_K \bar{r} + \bar{s}_1^T \bar{r} = \bar{s}_1^T (\Phi_K + I) \bar{r}, \quad (2.55)$$

et le vecteur d'erreur résiduelle pour l'ICU suivante est donné par :

$$\bar{e}_{2,2} = \bar{e}_{2,1} - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T \bar{e}_{2,1} = (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) \bar{e}_{2,1} = (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) \Phi_K \bar{r}, \quad (2.56)$$

et

$$y_{2,2} = \bar{s}_2^T (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) \Phi_K \bar{r} + y_{1,2} = \bar{s}_2^T (I - \bar{s}_1 \bar{s}_1^T) (\Phi_K + I) \bar{r}. \quad (2.57)$$

En continuant les expressions des signaux en sortie de chaque ICU de cette manière, on obtient l'expression générale pour l'utilisateur k au niveau de l'étage m :

$$\bar{e}_{m,k} = \prod_{j=1}^{k-1} (I - \bar{s}_j \bar{s}_j^T) (\Phi_K)^{m-1} \bar{r}, \quad (2.58)$$

et

$$y_{m,k} = \bar{s}_k^T \prod_{j=1}^{k-1} (I - \bar{s}_j \bar{s}_j^T) \sum_{p=0}^{m-1} (\Phi_K)^p \bar{r} = \bar{g}_{m,k}^T \bar{r}, \quad (2.59)$$

où $(\Phi_K)^0 = I$, et

$$\bar{g}_{m,k} = \sum_{p=0}^{m-1} (\Phi_K^T)^p \prod_{j=1}^{k-1} (I - \bar{s}_{k-j} \bar{s}_{k-j}^T) \bar{s}_k. \quad (2.60)$$

Ainsi tous les utilisateurs sont traités successivement avec, pour chaque cellule, une relation d'entrée/sortie entre \bar{r} et $y_{m,k}$ fournie par la réponse impulsionnelle $\bar{g}_{m,k}$. En écriture vectorielle, ces relations donnent :

$$G_m = [\bar{g}_{m,1}, \bar{g}_{m,2}, \dots, \bar{g}_{m,K}]. \quad (2.61)$$

Le vecteur de sortie $\bar{Y}_m = [y_{m,1}, y_{m,2}, \dots, y_{m,K}]^T$ de l'étage m s'écrit sous la forme :

$$\bar{Y}_m = G_m^T \bar{r}. \quad (2.62)$$

Pour $m = 1$, le détecteur SIC linéaire comporte un seul étage et peut être représenté par un filtrage linéaire $\bar{g}_{1,k}$ du vecteur signal reçu \bar{r} . Quand le nombre d'étages m est très grand et tend vers l'infini le détecteur SIC est décrit par un filtrage linéaire qui réalise la même opération que le décorrélateur. Le récepteur SIC converge dans ce cas vers un détecteur décorrélateur.

La probabilité d'erreur de l'utilisateur k à l'étage m est donné par :

$$P_k^{(m)}(\sigma) = \frac{1}{2^{K-1}} \sum_{\hat{b} \in \{-1,1\}^K} Q \left(\frac{\bar{g}_{m,k}^T S A \hat{b}}{\sqrt{\sigma^2 \bar{g}_{m,k}^T \bar{g}_{m,k}}} \right) \quad (2.63)$$

2.7.7 Traitement en fenêtre glissante

Dans une communication asynchrone, pour tenir compte de toute l'IAM, théoriquement il faut traiter simultanément la totalité du signal reçu. Un traitement de toute la trame de données de taille N_b pour chaque utilisateur n'est pas envisageable en pratique à cause du volume de calcul. Une trame de durée 10 s contient 38400 chips et $N_b=150$ symboles par utilisateur pour un facteur d'étalement de $N_c=256$. C'est pourquoi nous avons limité le volume de données à traiter simultanément par l'utilisation d'une fenêtre glissante (figure 2.11).

Le détecteur proposé prend en compte une interférence d'accès multiple qui s'étale sur plusieurs temps symboles ; et l'interférence sur le symbole à détecter est traitée à l'intérieur de la fenêtre de traitement. Pour l'utilisation de la fenêtre glissante, on suppose que $(t_{k,l})_{max} \leq 2T_b$. La zone d'interférence directe sur le symbole (i) s'étend donc sur $3T_b$. En effet, en plus des bits courants des différents utilisateurs interférents avec le symbole (i) à démoduler, l'interférence s'étale sur deux bits précédents $(i-2)$ et $(i-1)$ et deux bits suivants $(i+1)$ et $(i+2)$.

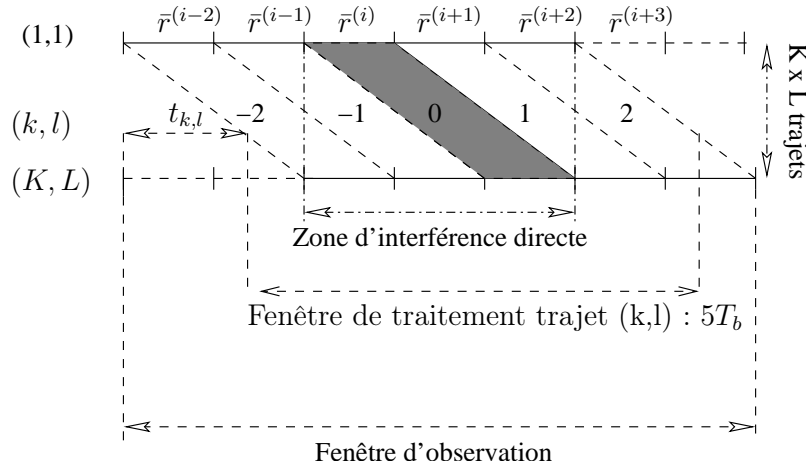


FIGURE 2.11 – Fenêtre de traitement

Afin d'illustrer ce point, considérons la figure 2.11 : les bits numérotés "-2", "-1", "1" et "2" contribuent directement à l'interférence d'accès multiple lorsqu'on cherche à identifier les bits d'information de numéro "0" d'où une fenêtre de traitement sur $N = 5$ symboles.

Une fois que le $i^{\text{ème}}$ symbole est traité, on fait glisser la fenêtre de traitement de N_c chips sur le signal reçu afin de traiter le symbole suivant.

Dans la structure de suppression d'interférence proposé, sur chaque fenêtre de traitement, il est nécessaire d'avoir une estimation de 5 symboles pour chaque utilisateur : deux symboles passés, un symbole actuel et deux symboles futurs. Pour chaque symbole (i) à démoduler, les estimations des 5 symboles à l'intérieur de la fenêtre glissante ne sont pas sauvegardés après le traitement et doivent être réestimés pour la démodulation du symbole ($i + 1$).

2.7.8 Cellule de suppression d'interférences (ICU)

Dans la figure 2.10 de la section 2.7.5 nous avons présenté la structure d'un détecteur multi-utilisateurs SIC/RAKE multi-étages. Chaque étage est constitué de plusieurs cellules dont le nombre varie avec le nombre d'utilisateurs actifs K . Dans cette section, nous présentons la structure d'une cellule de suppression d'interférence (ICU). Le traitement de la cellule de l'utilisateur k à l'étage m $ICU_k^{(m)}$ (figure 2.12) est divisée en deux étapes. La première consiste à l'estimation des 5 symboles de l'utilisateur k qui contribuent directement à l'interférence observée par le $i^{\text{ème}}$ symboles des autres utilisateurs. la deuxième étape consiste à soustraire la variation des estimées des symboles de l'utilisateur

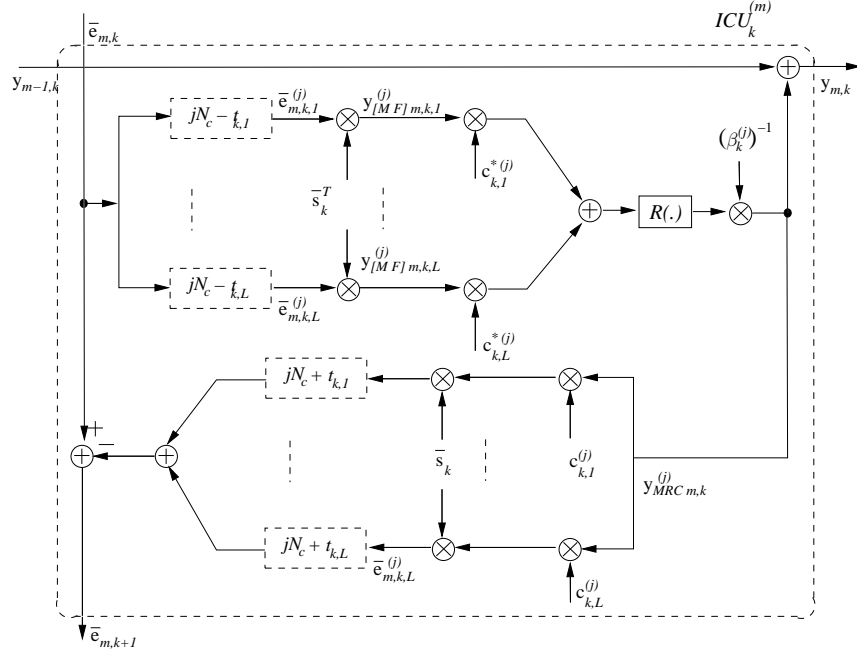


FIGURE 2.12 – Cellule de suppression d'interférence $ICU_k^{(m)}$ pour l'utilisateur k à l'étage m .

k fournies par l'unité $ICU_k^{(m)}$ du signal résiduel d'entrée $\bar{e}_{m,k}$ conduisant au signal d'erreur résiduelle $\bar{e}_{m,k+1}$ à la sortie de la cellule (section 2.7.6).

- *Estimation des symboles*

A partir de l'erreur résiduelle $\bar{e}_{m,k}$ et de l'estimation de la cellule du $k^{\text{ème}}$ utilisateur de l'étage précédent $\bar{y}_{m-1,k}$, on calcule symbole par symbole l'estimation $\bar{y}_{m,k}$ en appliquant le détecteur RAKE (figure 2.12) sur le signal erreur résiduelle $\bar{e}_{m,k}$ généré par la cellule précédente $ICU_{k-1}^{(m)}$. Notons qu'à l'intérieur d'une cellule ICU deux récepteur RAKE sont implémentés : un premier récepteur pour la démodulation des symboles de l'utilisateur k et la génération du signal $y_{m,k}$, un deuxième récepteur ayant le rôle d'un émetteur local qui génère le signal de l'utilisateur k pour le soustraire du signal d'erreur résiduelle $\bar{e}_{m,k}$, annulant ainsi une partie de l'interférence de cet utilisateur et générer le signal $\bar{e}_{m,k+1}$ qui sera le signal d'entrée de l'unité ICU suivante.

$$\bar{Y}_{m,k} = \left[y_{m,k}^{(i-2)}, y_{m,k}^{(i-1)}, y_{m,k}^{(i)}, y_{m,k}^{(i+1)}, y_{m,k}^{(i+2)} \right]^T, \quad (2.64)$$

où

$$y_{m,k}^{(j)} = y_{m-1,k}^{(j)} + y_{[MRC]m,k}^{(j)}, \quad (2.65)$$

où

$y_{[MRC]m,k}^{(j)}$ est la sortie du RAKE de l'utilisateur k relative au symbole $j \in \{i-2, i-1, i, i+1, i+2\}$. On l'appelle aussi estimation résiduelle de l'utilisateur k à l'étage m :

$$\begin{aligned} y_{[MRC]m,k}^{(j)} &= \frac{1}{\beta_k^{(j)}} \Re \left(\sum_{l=1}^L y_{[MF]m,k,l}^{(j)} c_{k,l}^{*(j)} \right) \\ &= \frac{1}{\beta_k^{(j)}} \Re \left(\sum_{l=1}^L \bar{e}_{m,k,l}^{(j)} \bar{s}_k^T c_{k,l}^{*(j)} \right) \end{aligned} \quad (2.66)$$

où

$$\beta_k^{(j)} = \sum_{l=1}^L |c_{k,l}^{(j)}|^2, \quad (2.67)$$

Le facteur de normalisation $\beta_k^{(j)}$ est appliqué à la sortie du RAKE pour compenser l'atténuation instantanée du canal multi-trajets. Pour le premier étage, on initialise l'estimation de $\bar{y}^{0,k}$ à zéro.

- *Annulation des interférences*

Dans la cellule de l'utilisateur k à l'étage m , on extrait de l'erreur résiduelle $\bar{e}_{m,k}$ la contribution relative à l'estimation résiduelle $\left(y_{[MRC]m,k}^{(j)} \right)_{(i-2 \leq j \leq i+2)}$. L'erreur résiduelle en sortie de la cellule est alors donnée par le vecteur $\bar{e}_{m,k+1}$:

$$\bar{e}_{m,k+1} = \bar{e}_{m,k} - \sum_{l=1}^L \hat{r}_{m,k,l}^{(j)}. \quad (2.68)$$

où $\hat{r}_{m,k,l}^{(j)}$ est la contribution de l'estimation résiduelle de l'utilisateur k généré par l'émetteur local :

$$\hat{r}_{m,k,l}^{(j)} = c_{k,l}^{(j)} y_{[MRC]m,k}^{(j)} \bar{s}_k. \quad (2.69)$$

Finalement, la décision quant au symbole courant i de l'utilisateur k au niveau du récepteur SIC/RAKE se fait sur l'estimation $y_{M,k}^{(i)}$ au dernier étage M :

$$\hat{b}_k^{(i)} = \text{sgn} \left(y_{M,k}^{(i)} \right). \quad (2.70)$$

La figure 2.13 illustre les performances d'un récepteur à annulation successive d'interférence à trois étages, pour le cas d'une transmission avec $K = 3$ utilisateurs, en connaissance parfaite du canal.

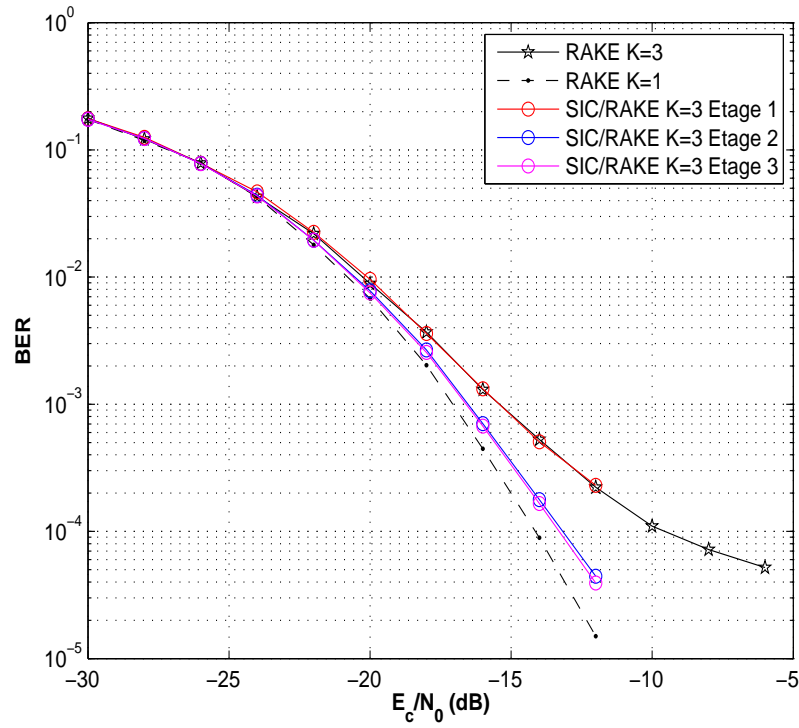


FIGURE 2.13 – Performances d'un récepteur SIC/RAKE pour un canal multi-trajets

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une introduction aux systèmes CDMA avec la technique de l'étalement de spectre. Nous avons présenté deux types de détecteurs pour des transmissions multi-utilisateurs à travers un canal à trajets multiples : le récepteur RAKE et le récepteur basée sur la structure d'annulation successive de l'interférence, le SIC. Nous avons également introduit leurs performances. Grâce à l'annulation de l'interférence multi-utilisateurs, le détecteur SIC présente un avantage certain sur le RAKE en termes de performances, mais avec un coût de calcul supplémentaire.

Afin de compléter l'étude, nous envisageons dans le prochain chapitre le fonctionnement de ces récepteurs avec une estimation multi-utilisateurs des canaux à trajets multiples.

Chapitre 3

Performances des récepteurs avec estimation de canal

L'estimation de canal joue un rôle important pour atteindre des bonnes performances du récepteur cohérent pour des communications dans un environnement non stationnaire tel que le canal sous-marin (canal multi-trajets, évanouissement, effet Doppler).

Comme nous l'avons décrit dans le premier chapitre, le canal sous-marin peut être représenté par une réponse impulsionnelle variant dans le temps. Le canal module le signal transmis en amplitude, phase et retards temporels. Pour corriger cette transformation, l'estimation de canal fournit les retards des différents trajets, les amplitudes et les phases, pour une détection cohérente et une combinaison optimale des trajets.

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour l'estimation des amplitudes et des temps de retard de la réponse impulsionnelle du canal multi-trajets. Une première approche possible, simple à implémenter et intuitive, consiste à considérer que la fonction d'autocorrélation est suffisamment proche d'une impulsion de Dirac, et que le signal obtenu en sortie du filtrage adapté est une bonne approximation de la réponse impulsionnelle du canal. L'estimation du canal peut être alors fournie par une simple détection de maxima et des piques de corrélations. Cette méthode, basée donc sur la corrélation et les filtres adaptés ("Matching Filter" MF), présente une limitation dans la mesure où elle ne permet pas de séparer des trajets non résolus, c'est à dire des trajets proches qui ne sont pas distinguable en sortie de filtrage adapté.

D'autres approches d'estimation se basent sur un traitement plus élaboré du signal reçu avec la minimisation d'un critère au sens du maximum de vraisemblance (MV). Dans cette approche, également connu sous le nom d'estimation Bayésienne, la résolution du problème de minimisation n'est pas simple et nécessite une complexité de calcul importante, bien que dans [DLR77] et [FW88] des algorithmes de résolution ont été proposés

tels que l'algorithme EM (Expectation maximisation) et l'algorithme MP (Matching Pursuit). Dans [Rab06], ces algorithmes ont été implémentés pour l'estimation de canaux multi-trajets dans le cas d'une application à la tomographie acoustique océanique active discrète.

3.1 Principe de l'approche Bayésienne pour des récepteurs optimaux

L'approche Bayésienne consiste à modéliser le vecteur $\theta\{\tau, \alpha\}$ des paramètres à estimer comme un vecteur aléatoire distribué suivant une loi de probabilité $p(\theta)$ donnée. On introduit une information *a priori* sur les paramètres θ . La règle de décision optimale est basée sur la maximisation de la densité de probabilité *a posteriori* $p(\theta|\mathbf{r})$, appelé critère d'estimation Bayésien [Pro95], où la densité de probabilité $p(\theta)$ représente l'information *a priori* sur les paramètres du canal. Ce critère de décision essaie de sélectionner les valeurs des symboles transmis b dans le signal reçu \mathbf{r} de manière à ce que la densité de probabilité *a posteriori* soit maximisée. Sous la condition que les densités de probabilités sont égales (les symboles sont uniformément distribués), un détecteur basé sur le critère de maximisation des densités de probabilités *a posteriori* (MAP), peut être réduit au critère de décision basé sur la maximisation des fonctions de densités de probabilités conditionnelles, connu sous le nom de critère de Maximum de Vraisemblance (MV) [Pro95] [MA97]. Un récepteur optimal basé sur le critère de maximum de vraisemblance MV réalise une estimation conjointe des symboles de données b et des paramètres du canal $\theta\{\tau, \alpha\}$ simultanément [Rab06]. Le critère de détection au sens MV pour la détection des symboles de données et des paramètres du canal, essaie de sélectionner l'ensemble des valeurs $\{\hat{b}, \hat{\theta}\}$ qui maximisent la vraisemblance de la fonction $p(r|b, \theta)$ comme suit :

$$(\hat{b}, \hat{\theta}) = \underset{(b, \theta)}{\operatorname{argmax}} p(r|b, \theta). \quad (3.1)$$

Dans la réalité, la détection-estimation conjointe optimale est assez compliqué à élaborer et à implémenter dans la pratique [MA97] [MMF98]. Des algorithmes séparés de détection des données et de l'estimation des paramètres du canal ont été dérivés de cette approche, pour des récepteurs avec des structures réalisables en pratique.

3.2 Estimation de canal par corrélations pour les systèmes CDMA

3.2.1 Principe de la méthode d'estimation du canal

Dans cette section, nous présentons des méthodes intuitives et adaptées à la structure des systèmes CDMA pour l'estimation des paramètres du canal. L'estimation par corrélation est basée sur une stratégie mono-utilisateur. Les paramètres relatifs à un utilisateur sont estimés d'une façon indépendante des autres utilisateurs [OSAS07a]. Dans les systèmes CDMA, la connaissance des séquences d'étalements au niveau des récepteurs permet l'utilisation de cette technique et la rend adaptée à notre besoin d'estimation. Le schéma général d'un estimateur de canal pour le système CDMA est donné par la figure 3.1.

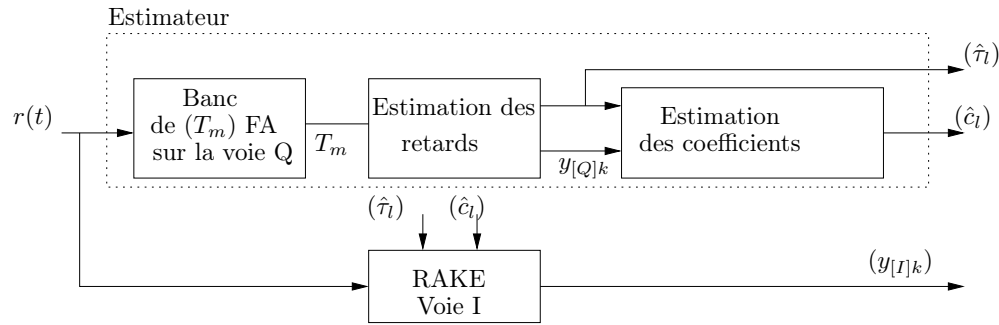


FIGURE 3.1 – Modules de l'estimateur du canal

Pour illustrer cette technique nous supposons que nous avons un seul utilisateur dans le système et que le canal possède une réponse impulsionnelle $c^{(i)}(t)$ de la forme :

$$c^{(i)}(t) = \sum_{l=1}^L c_l^{(i)} \delta(t - iT_b - \tau_l) \quad (3.2)$$

où L représente le nombre de trajets du canal, τ_l ($\tau_l \leq T_m \leq T_b$), est le retard relatif au trajet l , supposé multiple d'un temps chip T_c , T_m est l'étalement temporel maximal du canal et T_b est la durée d'un symbole à transmettre. Nous supposons que le coefficient d'atténuation complexe du trajet l est constant durant la durée symbole T_b .

Pour estimer la réponse impulsionnelle $c^{(i)}(t)$ du canal, nous supposons le signal reçu étalé par la signature $s(t)$ de durée T_b suivant :

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N_b-1} b^{(i)} s(t - iT_b) * c_k^{(i)}(t) + \sigma w(t) \quad (3.3)$$

$$= \sum_{i=0}^{N_b-1} b^{(i)} \sum_{l=1}^L c_l^{(i)} s(t - iT_b - \tau_l) + \sigma w(t) \quad (3.4)$$

où N_b est le nombre de symboles transmis dans une trame de données. Soit $\bar{\mathbf{r}}_l^{(i)}$ le vecteur de taille N_c défini par :

$$\bar{\mathbf{r}}_l^{(i)} = [r(iT_b + lT_c), r(iT_b + lT_c + 1), \dots, r(iT_b + lT_c + (N_c - 1)T_c)] \quad (3.5)$$

On applique un banc de corrélateurs au niveau de l'estimateur de canal pour chaque retard possible l entre 0 et T_m (retard maximum considéré) :

$$y_l^{(i)} = \bar{\mathbf{s}}^T \bar{\mathbf{r}}_l^{(i)}, \quad (3.6)$$

Sachant que l'auto-corrélation des codes d'étalements est maximale à l'origine, on peut considérer que les retards τ correspondants aux L plus grandes valeurs de $|y_l^{(i)} (b^{(i)})^*|$ correspondent aux L trajets effectivement reçus. Une recherche des retards des trajets par leurs puissances est ainsi effectué à l'intérieur d'une fenêtre des retards correspondant tenant en compte le retard maximal du canal T_m ainsi que l'effet de dilatation que subit le signal émis au cours de la propagation.

On note $\hat{\tau}_l$ les L valeurs des retards τ ainsi sélectionnées, $l = 1, \dots, L$. Soit $\hat{\mathbf{r}}_l^{(i)}$ le vecteur de taille N_c défini par :

$$\hat{\mathbf{r}}_l^{(i)} = [r(iT_b + \hat{\tau}_l T_c), r(iT_b + \hat{\tau}_l T_c + 1), \dots, r(iT_b + \hat{\tau}_l T_c + (N_c - 1)T_c)] \quad (3.7)$$

La valeur estimée $\hat{c}_l^{(i)}$ du coefficient du canal du $l^{\text{ème}}$ trajet est déterminée par corrélation du signal reçu avec la séquence d'étalement $\bar{\mathbf{s}}$ aux retards estimés $\hat{\tau}_l$. On obtient :

$$\begin{aligned} \hat{c}_l^{(i)} &= \bar{\mathbf{s}}^T \hat{\mathbf{r}}_l^{(i)}, \\ &= b^{(i)} c_l^{(i)} + w^{(i)} \end{aligned} \quad (3.8)$$

où $w^{(i)}$ est un bruit gaussien de variance σ^2 .

Nous avons présenté dans le chapitre 2 la structure des détecteurs RAKE et SIC/RAKE que nous avons retenus pour notre étude à base de système CDMA. Pour ces systèmes, un canal pilote Q est dédié à la transmission des données pilotes, connues des récepteurs, pour l'estimation de canal. Ces données sont transmises sous la forme de séquences continues de $\{+1\}$. Connaissant ainsi le symbole pilote $b_Q^{(i)}$ transmis à tout instant i , l'équation 3.9 montre que l'on peut déterminer le coefficient $\hat{c}_l^{(i)}$ avec une erreur d'estimation de variance σ^2 :

$$\hat{c}_l^{(i)} = (b^{(i)})^* \tilde{c}_l^{(i)} \quad (3.9)$$

Dans le cas d'un système CDMA avec K utilisateurs, l'interférence d'accès multiple $IAM_k^{(i)}$ s'ajoute au bruit $w^{(i)}$ et peut dégrader les performances de l'estimateur présenté ici. En absence de tout traitement d'annulation de l'interférence d'accès multiple, l'estimation pour le $k^{\text{ème}}$ utilisateur est donnée par :

$$\tilde{c}_{k,l}^{(i)} = b^{(i)} c_l^{(i)} + IAM_k^{(i)} + w^{(i)} \quad (3.10)$$

Pour étudier les performances de l'estimateur à base de corrélation, on considère le schéma d'émission de la figure 2.5 relatif à un système CDMA, où chaque utilisateur transmet un canal de données sur la voie I et un canal pilote sur la voie Q . Dans le canal pilote, on transmet des séquences de $\{+1\}$, connus au niveau du récepteur.

3.2.2 Résultats de simulations

Les simulations ont été effectuées sur un canal synthétique, en considérant le schéma d'émission de la figure 2.5 et une réception à l'aide d'un récepteur RAKE. Les atténuations du canal multi-trajets $c_{k,l}^{(i)}$ suivent une distribution de Rayleigh générées selon le modèle de Jakes (voir chapitre 1). Le canal simulé est un canal à 6 trajets, la vitesse du récepteur est fixée à 0.75 m/s ce qui donne un Doppler maximum de $f_d = 6 \text{ Hz}$ sur une fréquence porteuse de 12 KHz . Les séquences d'étalements utilisés sont des séquences de Walsh d'une taille de 256 chips sur les deux voies. Le débit chip est de 38.4 $Kchips/s$. Les trames transmises sont d'une longueur de 150 bits et une durée de 10 secondes.

La figure 3.2 montre le TEB d'un système avec $K = 1$ et $K = 3$ utilisateurs avec estimation de canal, comparé avec le cas d'un système en connaissance parfaite du canal. Nous remarquons que les performances du système se dégradent dans le cas où il n'y a pas une estimation parfaite du canal mais aussi avec l'augmentation de la charge du système et à cause de l'interférence d'accès multiple. Nous présenterons par la suite une proposition pour l'amélioration des performances de l'estimation et de la détection du système

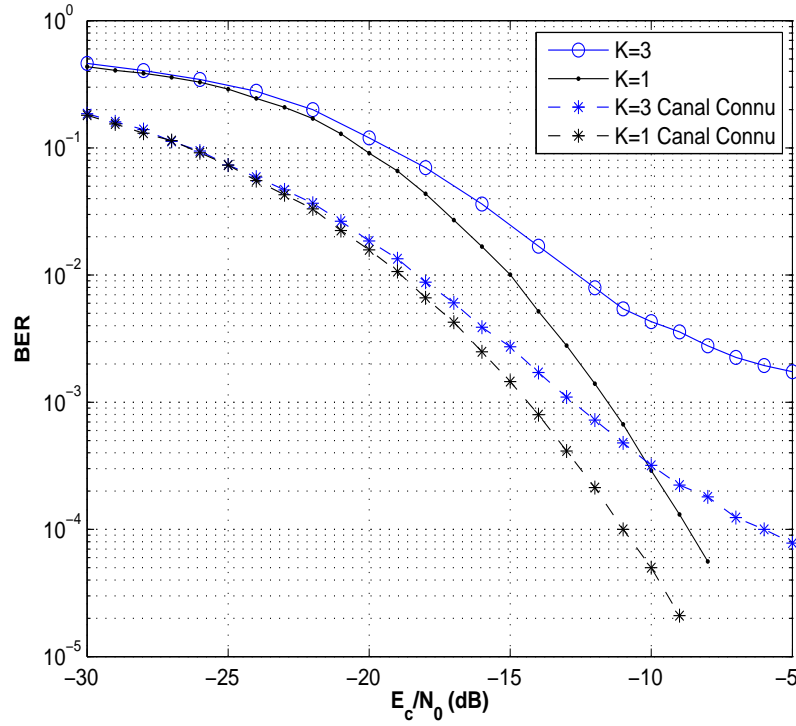


FIGURE 3.2 – Performances d'un récepteur RAKE pour un canal multi-trajets avec estimation de canal

en utilisant la diversité de transmission et en introduisant la suppression successive de l'interférence dans le processus de l'estimation du canal.

3.3 Estimation du canal par interpolation de Lagrange

Dans les systèmes CDMA, le débit chip est généralement largement supérieur à la largeur de bande du canal. Le récepteur voit alors arriver sur ses antennes, plusieurs versions du signal émis avec différents retards et atténuations. Une méthode directe pour l'exploitation de cette diversité spatiale est l'utilisation du récepteur RAKE avec une estimation de canal basée sur la corrélation du signal reçu avec les codes d'étalements connus au niveau du récepteur. Chaque branche du récepteur RAKE opère pour un retard donné et estimé par un banc de corrélateurs, avec une recherche séquentielle des retards les plus puissants à la sortie de l'estimateur.

Dans la pratique, les retards des trajets peuvent ne pas être des multiples d'un temps chip T_c . Ce qui influe grandement sur les performances de l'estimateur-corrélateur, sur-

tout pour la résolutions des trajets proches. La précision de l'estimateur-corrélateur est améliorée en ayant recours au sur-échantillonnage du signal [Hmi02] [Loh03]. Les simulations effectuées sur les systèmes CDMA montrent que l'utilisation d'un échantillon par chip n'est pas suffisante pour atteindre de bonnes performances et une bonne précision de l'estimation des retards des trajets [LR03b][LR98]. Dans la littérature les facteurs de sur-échantillonnage couramment retenues sont $N_{se} = 4$ et $N_{se} = 8$. Chaque chip est ainsi sur-échantillonné par un facteur N_{se} .

Pour la résolution des trajets proches et l'amélioration de la précision de l'estimation des retards, dans une fenêtre de recherche $[0, T_{max}]$, $T_{max} \cdot N_{se}$ corrélateurs supplémentaires sont nécessaires lors d'une recherche séquentielle des retards les plus puissants. Pour chaque retard l , l'ordre de l'échantillon retenu pour les opérations de corrélation et d'estimation est celui qui présente la puissance maximale à la sortie du filtre adapté (MRC). Les échantillons non retenus ne sont plus considérés lors des étapes suivantes d'estimation des atténuations $\hat{c}^{(i)}$ et de l'estimation des symboles transmis $\hat{b}^{(i)}$.

Cette approche conventionnelle de sur-échantillonnage introduit une complexité supplémentaire dans le processus d'estimation des retards des trajets, ainsi qu'une perte en énergie et diversité pour les échantillons non considérés. Pour notre étude, nous avons considéré un facteur de sur-échantillonnage $N_{se} = 4$. Les performances du récepteur RAKE avec estimation de canal à base de corrélateurs et un signal sur-échantillonné avec un facteur $N_{se} = 4$ et un facteur d'étalement $N_{SF} = 256$ chips sont présentées sur la figure .

Une alternative à l'estimation par corrélation et recherche séquentielle des signaux sur-échantillonnés, consiste à l'interpolation de la valeur du chip en utilisant une méthode d'interpolation de Lagrange [Loh03] [YG73]. L'avantage de cette méthode est le nombre réduit de corrélateurs nécessaires pour l'estimation des retards, comparé à l'approche directe de recherche séquentielle des retards les plus puissants après sur-échantillonnage. L'interpolation de la valeur du chip s'effectue par approximation de Lagrange en utilisant les valeurs des échantillons. L'interpolation de Lagrange est une technique simple à mettre en oeuvre et efficace, qui permet de trouver le polynôme d'ordre N qui passe par $N + 1$ valeurs distinctes d'un signal [YG73].

Pour un ensemble de points donnés $(x_0, f(x_0)), \dots, (x_{N-1}, f(x_{N-1}))$ et une valeur x , l'interpolation de Lagrange peut être représentée par la formule :

$$f(x) = \sum_{i=0}^{N-1} f(x_i) p_i(x) \quad (3.11)$$

où $p_i(x)$ représente les coefficients de l'interpolateur de Lagrange, donnés par [33] :

$$p_i(x) = \prod_{j=0, j \neq i}^{n_s} \frac{x - n_j}{n_i - n_j} ; \quad i = 0, 1, \dots, n_s \quad (3.12)$$

où n_i représente la $i^{\text{ème}}$ position de l'échantillon et n_s l'ordre du polynôme de l'interpolateur. Dans notre cas, nous considérons les N_{se} valeurs du sur-échantillonnage du chip comme les entrées d'un filtre de Lagrange de 3^{ème} ordre, pour l'approximation de la valeur d'un chip. Les $T_{max} \cdot N_{se}$ corrélateurs ne sont plus alors nécessaires lors de l'estimation. L'interpolation de Lagrange est particulièrement attrayante grâce au nombre réduit d'opération de calculs nécessaires et la simplicité de sa mise en oeuvre. Comparé à l'approche conventionnelle de corrélation et de sur-échantillonnage, il n'y a plus de perte de quantité d'information comme toute l'énergie disponible au niveau du récepteur est utilisée en recombinaison des valeurs des échantillons pour approximer la valeur du chip, grâce au filtre interpolateur de Lagrange [OSA08].

Sur les figures 3.3 et 3.4, nous représentons les performances d'un récepteur RAKE avec estimation de canal avec les méthodes de corrélation et d'interpolation de Lagrange, pour un facteur d'étalement $N_{SF} = 256$, $L = 6$ trajets et un nombre d'utilisateurs $K = 3$ et $K = 5$.

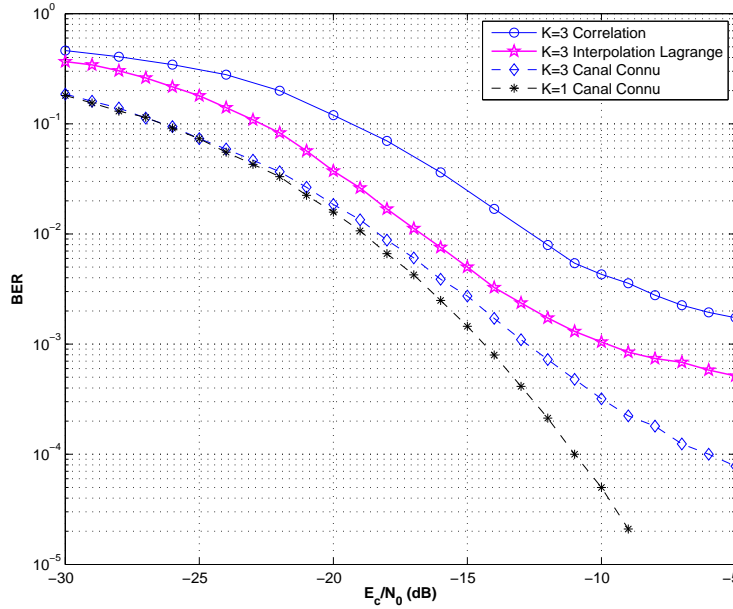


FIGURE 3.3 – Performances d'un récepteur RAKE avec estimation de canal par corrélation et par interpolation de Lagrange - K=3

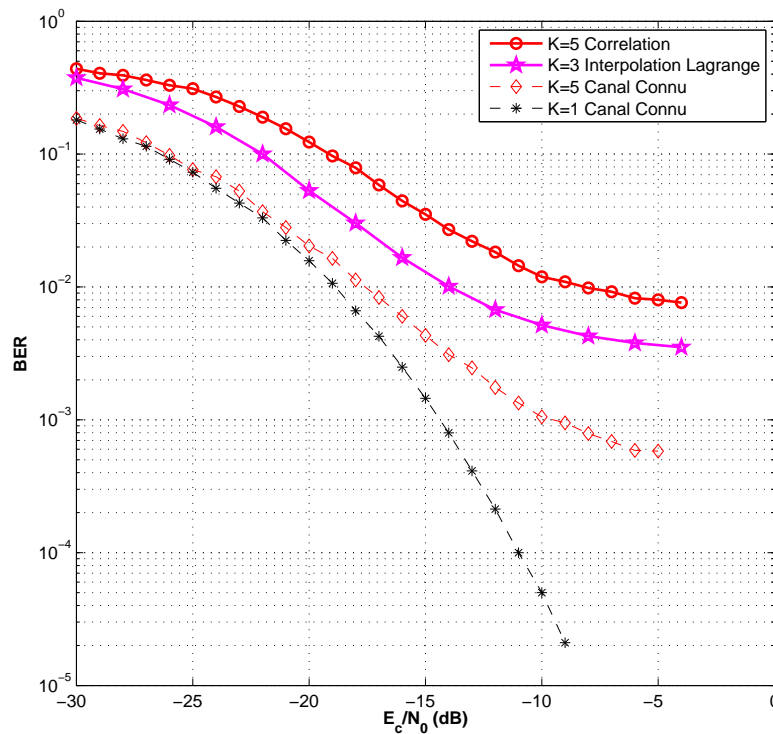


FIGURE 3.4 – Performances d'un récepteur RAKE avec estimation de canal par corrélation et par interpolation de Lagrange - $K=5$

3.4 Estimation multi-utilisateurs du canal par suppression d'interférences

Comme pour la détection des symboles, l'estimation conventionnelle mise en oeuvre est très sensible à l'interférence d'accès multiple. Nous proposons ici une approche d'estimation multi-utilisateurs des canaux utilisant les techniques de suppression d'interférences, et tirant profit de la structure modulaire en cellules du récepteur SIC/RAKE.

L'idée consiste à appliquer des algorithmes simples, identiques à ceux utilisés pour l'estimation conventionnelle, dans une structure itérative, multi-étages, d'annulation d'interférence.

La structure de la cellule ICU_k relative à l'utilisateur k comporte trois étapes. La première étape consiste à estimer les retards des trajets multiple $(\hat{\tau}_{k,l})_{l=1...L}$ en distinguant

les L trajets les plus puissants parmi tous les trajets possibles pour des valeurs de retard variant de $\tau = 0$ à $\tau = T_{max}$. Cette estimation se fait en se basant sur les canaux pilotes, et sur une recherche des retards les plus puissants par la méthode des corrélations introduite dans la section 3.2. Ces retards estimés seront utilisés dans toute la suite du traitement au niveau de l'estimateur et du détecteur. A la différence de l'estimation conventionnelle, où on opère directement sur le signal reçu, dans la cellule ICU_k , on applique le même traitement sur le signal d'erreur résiduelle après avoir soustrait l'interférence estimée des $k - 1$ utilisateurs traités précédemment. La méthode de soustraction des interférences d'accès multiple des $k - 1$ utilisateurs a été explicité dans le chapitre 2. De cette façon on arrive à améliorer l'estimation d'une cellule à une autre, sur plusieurs étages. La sortie du filtre adapté à la signature de la voie pilote Q est donné par :

$$P_{k,\tau}[i] = -j \left(\sum_{n=0}^{N_Q-1} \bar{\mathbf{e}}_k[iN_Q + \tau + n] (s_{[Q]k}^{(i)}[n])^* \right), \quad (3.13)$$

où $\bar{\mathbf{e}}_k$ est le signal erreur résiduelle donné par la cellule précédente, $s_{[Q]k}$ est le code de Walsh correspondant à l'utilisateur k de longueur $N_Q = 256$.

La deuxième étape consiste à estimer les coefficients complexes du canal $(\hat{c}_{k,l})_{l=1\dots L}$ de la même manière que dans la section 3.2, au niveau de la cellule ICU .

La troisième étape est la soustraction de l'interférence. A l'aide des coefficients et des retards estimés, on applique un RAKE sur la voie de données I. Cette opération permet d'estimer les symboles transmis, comme dans la cellule du détecteur SIC/RAKE (section 2.8.7). Le filtrage adapté à la signature de la voie de données I donne :

$$R_{k,l}[i] = \sum_{n=0}^{N_I-1} \bar{\mathbf{e}}_k[iN_I + \hat{t}_{k,l} + n] (s_{[I]k}^{(i)}[n])^*, \quad (3.14)$$

où $\hat{t}_{k,l} = \tau_k + \hat{\tau}_{k,l}$ est le retard total estimé du $l^{\text{ème}}$ trajet du $k^{\text{ème}}$ utilisateur pour une transmission asynchrone.

Connaissant les coefficients estimés des trajets, nous pouvons appliquer un RAKE en combinant de façon cohérente l'ensemble des trajets :

$$y_{[I]k}^{(i)} = \frac{1}{\beta_k} \Re \left(\sum_{l=1}^L R_{k,l}[i] (\hat{c}_{k,l})^* \right) \quad (3.15)$$

où $\beta_k = \sum_{l=1}^L |\hat{c}_{k,l}|^2$. Le paramètre de normalisation du module des coefficients du canal estimé β_k , est important pour une bonne estimation de la variable de décision des symboles transmis $y_{[I]k}^{(i)}$.

Pour un traitement itératif, on calcule le signal engendré par les symboles estimés $y_{[I]k}^{(i)}$ de la voie de données I pour le soustraire du signal erreur résiduelle \bar{e}_k . La figure 3.5 montre l'ensemble du traitement effectué dans la cellule d'estimation SIC associée à l'utilisateur k .

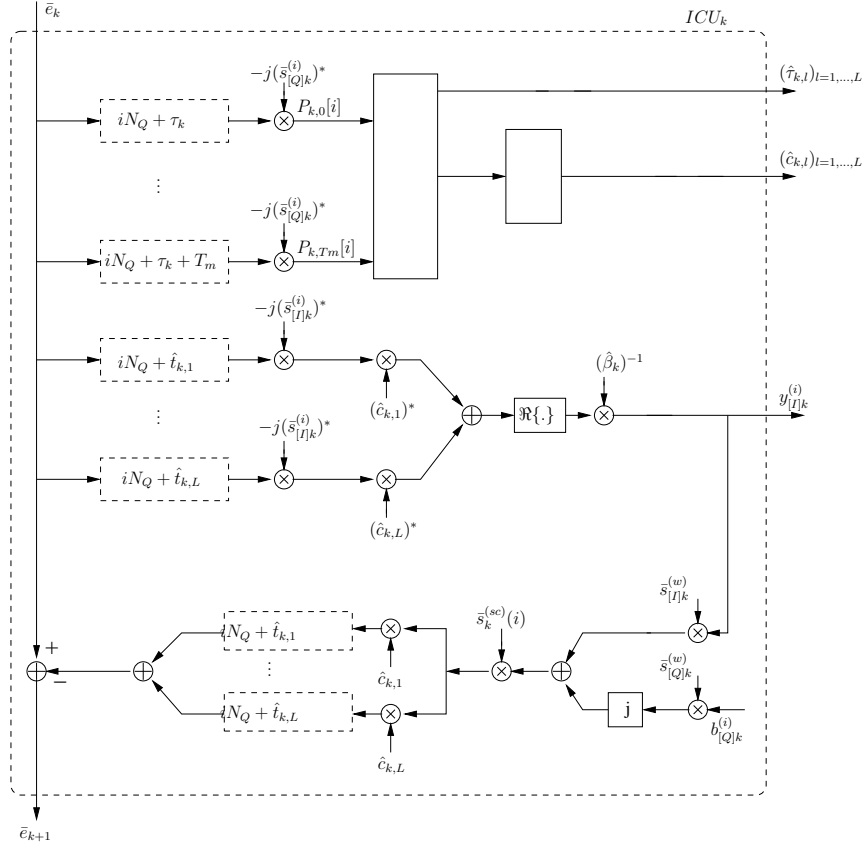


FIGURE 3.5 – Cellule d'estimation et de suppression d'interférence ICU_k pour l'utilisateur k .

La figure 3.6, illustre les performances du récepteur SIC/RAKE utilisant les estimations avec annulations successives des interférences d'accès multiple, proposé dans la section 3.4. Les performances du récepteur SIC/RAKE sont comparées avec celles d'un récepteur RAKE avec estimation conventionnelle du canal pour les cas de $K = 3$ utilisateurs et $K = 1$ utilisateur. On observe que pour un détecteur à annulation successive des interférences avec un estimateur multi-utilisateurs, les performances se rapprochent du cas mono-utilisateur. Pour un taux d'erreurs binaires $TEB = 10^{-3}$ les pertes dues à l'accès multiple sont inférieures à 1.5 dB. La figure 3.6 montre également que le détecteur SIC/RAKE converge au bout de 3 étages seulement.

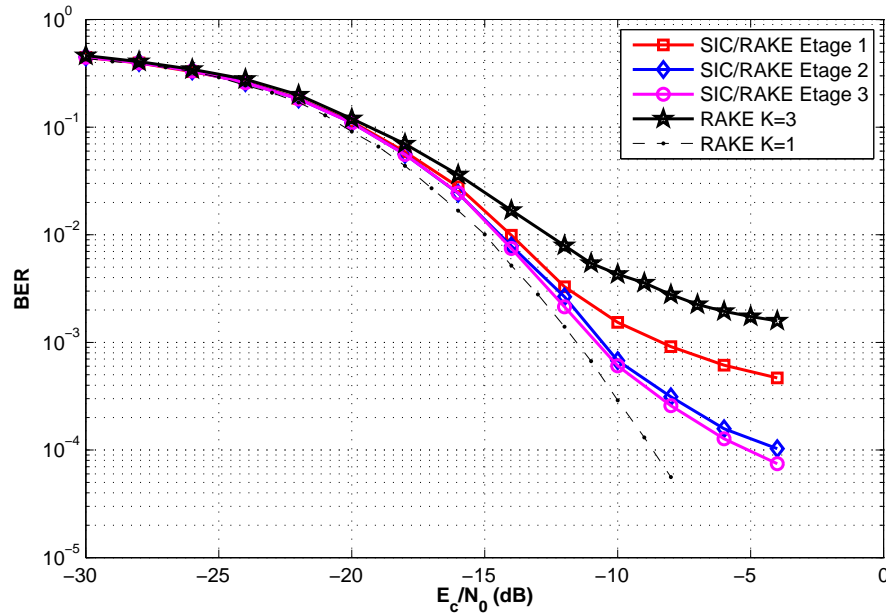


FIGURE 3.6 – Performances d'un récepteur SIC/RAKE avec estimation multi-utilisateurs de canal - K=3

3.5 Introduction du codage de canal et des codes correcteurs d'erreurs

L'étude pour le choix des codes correcteurs d'erreurs a été réalisée suite à un projet initial qui a abouti à la réalisation par SERCEL d'un système de communication acoustique très bas débit. Le débit minimum visé par ce système est de 10 bits/sec. De plus ce système doit être furtif (communications avec contrainte de discrétion). Cette étude a été réalisée en parallèle avec cette thèse au sein de l'équipe acoustique sous-marine du département signal et communications à Telecom Bretagne.

La solution retenue utilise l'étalement de spectre (CDMA) pour garantir la discrétion du signal émis. Le débit proposé dépend du facteur d'étalement et est de 15 bits/sec pour un facteur de 256. Il augmente en fonction du facteur d'étalement utilisé : il passe ainsi à 30 bits par seconde pour un facteur d'étalement de 128, 60 bits/sec pour un facteur d'étalement de 64 etc. . . . Le débit minimum visé étant de 10 bits/sec, il est donc possible d'ajouter au système proposé un code correcteur d'erreur de rendement 2/3. SERCEL cherche donc dans ce contexte le code le plus avantageux. SERCEL possède déjà une expertise sur les codes convolutifs et est donc en mesure d'évaluer les performances et le

coût de calcul pour de tels codes.

Les codes en bloc permettent facilement la gestion du changement de débit en fonction du facteur d'étalement. En effet, seul le nombre de mots de code par trame changera. SERCEL a fait appel à Telecom Bretagne pour mener cette étude. Il s'agit d'évaluer les performances et le coût de calcul des codes en blocs respectant les contraintes du système :

- Rendement supérieur ou égal à $\frac{2}{3}$.
- Longueur de trame d'environ 150 bits.
- Décodeur à entrées pondérées.
- Taux d'erreur binaire après décodage inférieur à 10^{-3} à $-10dB$ de rapport signal à bruit avec 3 utilisateurs intermittents dans le système.
- Taux d'erreur binaire après décodage inférieur à 10^{-3} à $-10dB$ de rapport signal à bruit avec 3 utilisateurs intermittents dans le système et de puissance différente.

Parmi tous les codes en bloc existants, nous avons retenu les codes BCH. Cette famille de codes est relativement vaste pour répondre aux contraintes fixées et permet ainsi d'obtenir plusieurs choix possibles (cf tableau 3.1).

Les codes Reed Salomon sont difficiles à mettre en oeuvre sous DSP et il n'existe pas encore de décodeur à entrées pondérées. Nous n'avons donc pas retenu de codes de cette famille.

Les turbo-codes en bloc nécessitent des mots de code plus longs que 150 bits. Aucun code de ce type n'a donc été testé.

Les codes LDPC (Low Density Parity Check Code) sont réputés pour être surtout performants pour des mots de code longs. Néanmoins nous avons pu évaluer la performance de ce type de code dans notre contexte. Pour obtenir ces performances, nous avons été contraints d'utiliser des codes LDPC vérifiant la structure des codes LDPC de la norme DVBS2. Les codes testés ont été générés aléatoirement.

Le tableau 3.1 liste l'ensemble des codes simulés. Les codes sélectionnés sont le BCH (15, 11) qui possède une distance minimale de 3, le BCH (63, 45) et le BCH (127, 106) qui ont tous deux une distance minimale de 7. Nous avons aussi testé leur code étendu qui est obtenu en ajoutant un bit de parité, on obtient ainsi les codes (16, 11), (64, 45) et le (128, 106). L'ajout du bit de parité permet d'augmenter la distance minimale d'une unité.

Tous ces codes BCH possèdent un rendement légèrement supérieur à $2/3$ et garantissent une longueur de trame inférieure ou égale à 150 bits. Enfin nous avons généré aléatoirement

Codes	Rendement	Distance mini. / Pouvoir de correction	Nombre de mots code par trame	Longueurs de trames pour le code
$BCH(15, 11)$	0.73	3 / 1	10	150
$BCH(16, 11)$	0.68	4 / 1	9	144
$BCH(63, 45)$	0.71	7 / 3	2	126
$BCH(64, 45)$	0.7	8 / 3	2	128
$BCH(127, 106)$	0.83	7 / 3	1	127
$BCH(128, 106)$	0.82	8 / 3	1	128
$LDPC(144, 96)$	0.666	? / ?	1	144
$LDPC(72, 48)$	0.666	? / ?	2	144

TABLE 3.1 – Codes sélectionnés

deux codes LDPC de taille 144 bits et de rendement $\frac{2}{3}$ et deux codes de taille 72. Pour ces codes, la distance minimale et le pouvoir de correction ne sont pas connus à l'avance.

Pour réaliser cette étude, nous avons donc développé un codeur pour les codes BCH et un décodeur à entrées pondérées. Ce décodeur est basé sur l'algorithme de Chase [Cha72]. La section 3.6 présente le principe de ces algorithmes et permet de comprendre la signification des différents paramètres à choisir comme par exemple le nombre de séquences de test et aussi l'utilisation du bit de parité dans le processus de décodage. En se basant sur cette description, nous terminons par une étude de complexité du décodeur. La section 3.7 présente les résultats de simulation. Nous avons comparé le plus objectivement possible ces différents codes afin d'aboutir à des critères permettant de choisir le code le plus adapté au système considéré. La conclusion reprend les résultats de simulation et intègre la complexité de décodage pour formuler le choix préconisé.

3.6 Codage / Décodage à entrées pondérées.

3.6.1 Codage.

Les codes BCH sont des codes cycliques introduits par A. Hocquenghem en 1959 puis R.C. Bose et K.R. Chaudhuri en 1960. Un code BCH est construit au moyen de son polynôme générateur [GJ86]. Pour obtenir le polynôme générateur du code, on utilise la distance construite du code. Notons d ce paramètre, alors les codes BCH possèdent les propriétés suivantes :

- Une distance minimale du code $d_{min} \geq d$.

- Un pouvoir de correction $t \geq \lfloor \frac{d-1}{2} \rfloor$ où $\lfloor . \rfloor$ représente la partie entière.
- Une longueur du code $N = 2^m - 1$ avec $m \in \mathbb{N}$.

Le polynôme générateur d'un code BCH de longueur N avec N s'écrivant sous la forme $N = 2^m - 1$ (avec $m \in \mathbb{N}$) et de distance construite d , possède $d - 1$ racines de la forme $a^b, a^{b+1}, \dots, a^{b+d-2}$, avec a un élément primitif du corps de Galois $CG(2^m)$ et b un entier positif fixé généralement à 1 ou à 0. Si $b = 1$, on parle de code BCH primitif au sens strict et la distance construite d est nécessairement impaire $d = 2t + 1$. Dans le cas opposé, pour $b = 0$, d est paire $d = 2t + 2$.

On montre que le polynôme générateur $g(x)$ d'un code BCH primitif au sens strict ($b = 1$) admettant pour racines a^1, a^2, \dots, a^{2t} , peut s'écrire sous la forme :

$$g(x) = \text{PPCM}(M_{a^1}(x), \dots, M_{a^{2t}}(x)). \quad (3.16)$$

où $M_{a^i}(x)$ est le polynôme minimal associé à a^i et où PPCM signifie "Plus Petit Commun Multiple".

Remarques :

- Cette définition des codes BCH permet d'avoir une méthode de construction générique pour les codes cycliques de pouvoir de correction t et de taille N .
- Étant donné un couple d'entiers positifs (N, K) et $t \leq \frac{2^m-1}{2}$, les paramètres N, K, d_{min} des codes BCH primitifs au sens strict $C(N, K, d_{min})$ construits sur le corps de Galois $CG(2^m)$ de distance construite $d = 2t + 1$, sont tels que :

- $N = 2^m - 1$.
- $K \geq 2^m - 1 - mt$.
- $d_{min} \geq 2t + 1$.

avec K le nombre de bits d'information.

Après avoir décrit les caractéristiques des codes BCH, nous nous intéressons dans ce paragraphe à leur algorithme de codage. En se basant sur les représentations polynomiales des codes BCH, l'encodage BCH revient à une multiplication :

$$c(x) = m(x) \cdot g(x). \quad (3.17)$$

où $c(x)$ est la représentation polynomiale du mot code (i.e. soit $c = [c_0, c_1, \dots, c_{n-1}]$ un mot code, alors nous avons $c(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + c_3x^3 + \dots + c_ix^i + \dots + c_{n-1}x^{n-1}$), $m(x)$ est la représentation polynomiale du mot d'information et $g(x)$ est le polynôme générateur du code.

Pour ce projet, nous avons adopté l'encodage systématique qui est le plus utilisé en pratique, sa description est la suivante [ML85] :

- En partant de $m(x)$, on forme le polynôme $x^{n-k} \cdot m(x)$.
- On calcule le reste de la division $v(x) = x^{n-k} \cdot m(x) \bmod g(x)$.
- On forme le mot code $c(x) = x^{n-k} \cdot m(x) + v(x)$.

la difficulté majeure de cet algorithme est le calcul du reste $v(x)$ [24].

3.6.2 Décodage à entrées pondérées.

Dans cette partie, nous présentons le décodeur que nous avons implémenté. Ce décodeur utilise en entrée les observations réelles : c'est un décodeur à entrées pondérées. Ce décodeur fonctionne suivant le critère du maximum de vraisemblance *a posteriori* qui vise à maximiser sur l'ensemble des mots de code possibles la probabilité $P(c^i/r)$ d'avoir le mot de code c^i sachant l'observation r . Si on suppose que les mots de code sont équiprobables, cette maximisation est équivalente à une maximisation de la probabilité $Pr(r/c^{(i)})$. Si, de plus, la transmission se fait sur un canal gaussien et si les observations sont indépendantes alors on a :

$$Pr(r/c^{(i)}) = \prod_{n=0}^{N-1} Pr(r_n/c_n^{(i)}) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{\frac{N}{2}} \exp \left(-\frac{d_E(r, c^{(i)})}{2\sigma^2} \right) \quad (3.18)$$

où σ^2 est la variance du bruit blanc additif gaussien et $d_E(r, c^{(i)}) = \sqrt{\sum_{n=0}^{N-1} (r_n - c_n^{(i)})^2}$ est la distance euclidienne entre r et $c^{(i)}$.

On peut donc conclure que le décodeur pondéré selon le critère de MPV revient à minimiser la distance euclidienne entre l'observation r et $c^{(i)}$ sur l'ensemble \mathcal{C} de mots de code :

$$\hat{c} = \underset{c^{(i)} \in \mathcal{C}}{\operatorname{argmin}} d_E(r, c^{(i)}). \quad (3.19)$$

Nous avons implémenté l'algorithme de décodage de Chase [Cha72]. Cet algorithme est applicable à tous les codes en bloc pour lesquels il existe un décodeur algébrique.

Soit c le mot de code émis, r l'observation à la sortie du canal de propagation et y le vecteur binaire obtenu après seuillage des composantes de r . Nous avons vu que le décodeur qui maximise la vraisemblance *a posteriori* (MVP) est celui qui trouve le mot de code à distance euclidienne minimale de r . La complexité d'un tel décodeur est donc proportionnelle au nombre de mots de code : $2^K = \text{Card}(\mathcal{C})$. Évidemment cette recherche exhaustive est rapidement trop coûteuse à mettre en place dès que K augmente. Chase a donc proposé de réduire l'ensemble de recherche en ne considérant qu'un sous ensemble de \mathcal{C} constitué uniquement des mots de code les plus vraisemblables :

$$\hat{c} = \underset{c^{(i)} \in \mathcal{C}_{tst}}{\operatorname{argmin}} d_E(r, c^{(i)}). \quad (3.20)$$

Cette approche est sous optimale par rapport au MVP mais donne de très bons résultats en pratique. Chase propose de prendre 2^{2t} séquences de test et construit son ensemble \mathcal{C}_{tst} de la façon suivante :

- Calculer la fiabilité α_i de chaque bit reçu r_i (*i.e.* valeur absolue du logarithme du rapport de vraisemblance) :

$$\alpha_i = \left| \ln \left(\frac{P[c_i = 1/r]}{P[c_i = 0/r]} \right) \right|.$$

- Identifier les $2t$ bits les moins fiables. Soit j_1, j_2, \dots, j_{2t} les indices de ces bits.
- Construction de \mathcal{C}_{tst} : \mathcal{C}_{tst} contient y et toutes les combinaisons obtenues à partir de y mais en changeant les valeurs des bits aux positions j_1, j_2, \dots, j_{2t} et les autres bits restent inchangés. On obtient ainsi 2^{2t} séquences de test différentes.

Une fois les séquences de test générées, il suffit de décoder chacune de ces séquences par l'intermédiaire d'un décodeur algébrique (à entrées dures). Le décodeur à entrées pondérées choisit alors le mot à distance euclidienne minimale de r parmi les mots de code résultat du décodage algébrique.

Le nombre de séquence de test est à choisir au niveau du décodeur. La complexité et les performances augmentent avec le nombre de séquences de test. En effet, ceci augmentera la probabilité de présence du mot de code émis dans le sous-ensemble des mots de code considérés [ML85]. Évidemment, la complexité augmente proportionnellement avec le nombre de séquences de test.

3.6.3 Décodage algébrique : Méthode de Peterson.

Nous nous sommes intéressés particulièrement à la méthode de Peterson qui est connue pour être la mieux adaptée aux codes BCH ayant un faible pouvoir de correction ($t \leq 3$) [PW72].

En se basant sur la représentation polynomiale des codes BCH, nous avons : $r(x) = c(x) + e(x)$, avec $m(x)$, $c(x)$ et $e(x)$ les représentations polynomiales respectives du mot reçu r , du mot de code émis c et du motif d'erreur e .

Si $g(x)$ est le polynôme générateur du code, alors par construction les racines de $g(x)$ sont $\alpha, \alpha^2, \dots, \alpha^{2t}$, avec α l'élément primitif de $CG(n+1)$, ce qui implique que $c(\alpha^i) = 0, 1 \leq i \leq 2t$. Le décodage est réalisé à partir du vecteur $S = [s_1, s_2, \dots, s_{2t}]$, qui représente le syndrome de r avec :

$$s_i = r(\alpha^i) = c(\alpha^i) + e(\alpha^i) = e(\alpha^i), 1 \leq i \leq 2t \quad (3.21)$$

On montre que les composantes du vecteur S vérifient la propriété suivante :

$$s_{2i} = s_i^2 \text{ pour } i = 1, \dots, t. \quad (3.22)$$

La détermination du vecteur S revient donc à calculer ses composantes impaires $s_1, s_3, \dots, s_{2t-1}$.

A partir du vecteur S , on forme un polynôme $\sigma(x)$ dit polynôme localisateur d'erreurs dont les racines nous permettent de localiser les positions des erreurs présentes dans le mot reçu.

En présence de t erreurs de transmission, $\sigma(x)$ est défini par :

$$\sigma(x) = x^t + \sigma_1 x^{t-1} + \dots + \sigma_i x^{t-i} + \dots + \sigma_{t-1} x + \sigma_t. \quad (3.23)$$

σ_i sont les coefficients des solutions du système d'équations suivant [24] :

$$\begin{pmatrix} s_t & s_{t-1} & \dots & s_1 \\ s_{t+1} & s_t & \dots & s_2 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ s_{2t-1} & s_{2t-2} & \dots & s_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \vdots \\ \sigma_t \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{t+1} \\ s_{t+2} \\ \vdots \\ s_{2t} \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

si le nombre d'erreurs est strictement inférieur à t , le déterminant du système est nul et le degré du polynôme localisateur d'erreurs est strictement inférieur à t [ML85].

L'algorithme de décodage par la méthode de Peterson peut être résumé comme suit :

1. Calculer le vecteur S .

2. Initialiser le degré de $\sigma(x)$ à t . Partant du système à t équations et t inconnus, supprimer la dernière équation et la dernière inconnue tant que le déterminant est nul. Le degré de $\sigma(x)$ est égal au nombre d'inconnus dans le système final. Résoudre alors ce système pour déterminer les coefficients $\sigma_1, \dots, \sigma_t$ du polynôme $\sigma(x)$, qui peut être défini par : $\sigma(x) = x^t + \sigma_1 x^{t-1} + \dots + \sigma_i x^{t-i} + \dots + \sigma_{t-1} x + \sigma_t$.
3. Trouver les racines de polynôme $\sigma(x)$ dans le corps de Galois $CG(n+1)$. En déduire les positions des erreurs dans le mot reçu. Inverser alors les bits correspondants.

Voici un exemple d'utilisation de cet algorithme dans le cas $t = 3$. Le polynôme $\sigma(x)$ est supposé de degré 3 :

$$\sigma(x) = x^3 + \sigma_1 x^2 + \sigma_2 x + \sigma_3. \quad (3.25)$$

$$\sigma_1 = s_1. \quad (3.26)$$

$$\sigma_2 = \frac{(s_1^2 s_3 + s_5)}{(s_1^3 + s_3)}. \quad (3.27)$$

$$\sigma_3 = \frac{(s_1^3 + s_3) + s_1 (s_1^2 s_3 + s_2)}{(s_1^3 + s_3)} \quad (3.28)$$

Si on note $\alpha^{i_0}, \alpha^{i_1}, \alpha^{i_2}$ les trois racines de $\sigma(x)$ alors le polynôme d'erreurs est $e(x)$:

$$e(x) = x^{i_0} + x^{i_1} + x^{i_2} \quad (3.29)$$

Il suffit donc d'inverser les bits des 3 positions i_0, i_1 et i_2 . Le point critique majeur de cet algorithme est la complexité pour le calcul des racines du polynôme localisateur, mais elle reste raisonnable pour $t \leq 3$. Au delà, il est préférable de changer de méthode de décodage.

3.6.4 Ajout d'un bit de parité.

Pour les codes BCH suivants : (16, 11), (64, 45) et (128, 106), qui sont obtenus respectivement en rajoutant un bit de parité aux codes (15, 11), (63, 45) et (127, 106), nous avons appliqué l'algorithme suivant. Dans un premier temps, nous n'utilisons pas ce bit supplémentaire et les séquences de test sont générées et décodées exactement comme précédemment. Une fois les séquences de test décodées, nous calculons leur bit de parité et nous leur ajoutons. Enfin nous calculons la distance euclidienne entre les séquences de test décodées et étendues (avec le bit de parité) et le mot reçu. Le coût de calcul supplémentaire pour gérer le bit de parité est donc négligeable.

Pouvoir de correction	Coût de calcul
$t = 1$	N additions Galois N multiplications Galois 1 addition 1 Lecture Table de taille $N \times N$
$t = 2$	$4N - 1$ additions Galois $3N$ multiplications Galois 1 division Galois 2 additions 1 Lecture Table de taille $N \times N$
$t = 3$	$6N + 1$ additions Galois $5N + 2$ multiplications Galois 1 division Galois 3 additions 3 Lectures Table de taille $N \times N$

TABLE 3.2 – Complexité décodeur algébrique.

3.6.5 Complexité.

Pour évaluer la complexité des algorithmes, nous sommes restés à un haut niveau algorithmique sans considérer les optimisations éventuelles [SHM01]. Nous pouvons ainsi raisonnablement comparer les codes utilisant les mêmes algorithmes car ils bénéficieront *a priori* des mêmes optimisations. Par contre les comparaisons entre différentes familles de codes (i.e. LDPC vs. BCH) sont plus difficiles à réaliser car elles sont très dépendantes des optimisations réalisables. Elles sont donc plus indicatives que réalistes.

Pour le décodage pondéré, nous avons retenu les opérations suivantes :

- Calcul des fiabilités.
- Recherche de n_{mf} bits les moins fiables : algorithme de tri de N valeurs.
- Génération de $n_{seq} = 2^{n_{mf}}$ de tests : $n_{seq}n_{mf}$ additions.
- n_{seq} décodages algébriques.
- n_{seq} calculs de distance euclidienne : $n_{seq}(N - 1)$ additions et $n_{seq}N$ multiplications.
- $n_{seq} - 1$ comparaisons.

Pour le décodage algébrique, nous avons retenu les opérations listées dans le tableau 3.2.

Pour chaque code étudié, nous avons calculé le nombre d'opérations, les résultats pour les codes BCH sont présentés dans le tableau 3.3.

Codes	Nombre d'opérations
$BCH(15, 11)$ 4 seq. test	60 Additions Galois 60 Multiplications Galois 4 lectures Table, 3 comparaisons 68 Additions, 60 multiplications 1 algo de tri : trouver les 2 plus petites valeurs parmi 15
$BCH(16, 11)$ 4 seq. test	60 Additions Galois 60 Multiplications Galois 4 lectures Table, 3 comparaisons 138 Additions, 75 multiplications 1 algo de tri : trouver les 2 plus petites valeurs parmi 16
$BCH(16, 11)$ 8 seq. test	120 Additions Galois 120 Multiplications Galois 8 lectures Table, 7 comparaisons 248 Additions, 128 multiplications 1 algo de tri : trouver les 3 plus petites valeurs parmi 15
$BCH(63, 45)$ 16 seq. test	6064 Additions Galois 5072 Multiplications Galois 16 Divisions Galois 48 lectures Table, 15 comparaisons 1104 Additions, 1008 multiplications 1 algo de tri : trouver les 4 plus petites valeurs parmi 63
$BCH(127, 106)$ 16 seq. test	12208 Additions Galois 10160 Multiplications Galois 16 Divisions Galois 48 lectures Table, 15 comparaisons 2128 Additions, 2032 multiplications 1 algo de tri : trouver les 4 plus petites valeurs parmi 127
$BCH(63, 45)$ 32 seq. test	12128 Additions Galois 10144 Multiplications Galois 32 Divisions Galois 96 lectures Table, 31 comparaisons 2240 Additions 2016 multiplications 1 algo de tri : trouver les 5 plus petites valeurs parmi 63
$BCH(63, 45)$ 64 seq. test	24256 Additions Galois 20288 Multiplications Galois 64 Divisions Galois 192 lectures Table, 63 comparaisons 2500 Additions, 4100 multiplications 1 algo de tri : trouver les 6 plus petites valeurs parmi 63

TABLE 3.3 – Complexité BCH.

Opérations	Nombre moyen
Additions	$2INd_v + I(N - K)(2d_c - 1)$
XOR	$I(N - K(2d_c - 1))$
Lectures de table (env. 32 entrées)	$2Id_c(N - K)$
Multiplication	N

TABLE 3.4 – Complexité LDPC (N, K).

Opérations	Nombre moyen
Additions	65520
XOR	32400
Lectures de table(env. 32 entrées)	33600
Multiplications	144

TABLE 3.5 – Complexité LDPC (144, 96)

A titre indicatif, nous présentons maintenant la complexité du décodeur LDPC. La complexité dépend du nombre d'itérations de décodage et de la matrice de parité du code et peut s'exprimer en fonction de I le nombre d'itérations, de d_c (respectivement d_v) le nombre moyen de "un" par ligne (respectivement par colonne) et de N (taille du mot de code) et K (taille du mot d'information). Le tableau 3.4 résume les opérations nécessaires.

Le code LDPC retenu de taille (144, 96) possède les caractéristiques suivantes : $d_c = 14$ et $d_v = 4.6$. Nous présentons dans le tableau 3.5 la complexité de ce code en nombre moyen d'opérations élémentaires à réaliser, après 25 itérations.

3.7 Performances - Comparaison.

Le canal simulé pour comparer la performance des codes est un canal à bruit blanc additif gaussien [Pro95]. En effet, en première approximation, si on observe la constellation en sortie du RAKE, nous obtenons la constellation initiale perturbée par un bruit blanc additif gaussien. Cette première étude a permis de caractériser les performances des codes plus rapidement et nous avons ainsi pu vérifier en utilisant la chaîne complète que le code sélectionné permet d'atteindre les performances désirées. Pour évaluer les performances des codes sélectionnés, nous avons choisi d'estimer la probabilité d'erreur binaire après décodage pour chacun d'entre eux. Dans un premier temps nous comparons le code BCH en faisant varier le nombre de séquences de test avec ou sans bit de parité. En référence, nous traçons la courbe théorique sans codage ainsi que la borne de l'union qui est une borne supérieure de la probabilité d'erreur du code. Cette borne est obtenue grâce au spectre du code (histogramme des poids des mots de code). Ces courbes sont tracées en

Codes (N, K)	Rendement	Δ_{dB}
$BCH(15, 11)$	0.73	-1.34
$BCH(16, 11)$	0.68	-1.62
$BCH(63, 45)$	0.71	-1.46
$BCH(64, 45)$	0.7	-1.53
$BCH(127, 106)$	0.83	-0.78
$BCH(128, 106)$	0.82	-0.82
$LDPC(144, 96)$	0.66666	-1.76
$LDPC(72, 48)$	0.66666	-1.76

TABLE 3.6 – Conversion $E_b \rightarrow E_{bc}$: décalage en dB.

fonction du rapport E_b/N_0 où E_b représente l'énergie utilisée pour transmettre un bit d'information et $N_0/2$ représente le niveau de la densité spectrale de puissance du bruit blanc gaussien. Traditionnellement, les performances des codes sont tracées en fonction de E_b/N_0 . Cela permet de comparer les performances de codes de rendement différent. Dans notre contexte où l'on veut être le plus discret possible, il est aussi intéressant de comparer les performances en fonction de E_{bc}/N_0 où E_{bc} représente l'énergie utilisée pour transmettre un bit codé. Pour les obtenir il suffit d'intégrer le rendement du code et de translater la courbe vers la gauche. Le tableau 3.6 permet d'effectuer cette conversion.

Pour estimer la probabilité d'erreur, nous avons procédé par tirage de Monte Carlo. A chaque tirage, le mot d'information et le bruit sont générés aléatoirement. Nous avons simulé jusqu'à obtenir 5000 erreurs binaires et au moins 100.000 mots de code.

3.7.1 BCH (15, 11).

Nous présentons, figure 3.7, les performances du BCH (15, 11). Nous constatons qu'il n'est pas nécessaire de prendre plus de 4 séquences de test. Ceci est en accord avec l'heuristique proposée par Chase qui conseille de prendre 2^{2t} séquences de test. En effet pour le (15 11), $t = 1$. Nous remarquons aussi que l'ajout du bit de parité permet d'augmenter le gain de codage même pour des TEB de 10^{-3} .

A un TEB de 10^{-3} , le BCH (16, 11) est le code qui donne les meilleures performances. Il permet un gain de codage d'environ 2 dB par rapport à la courbe obtenue avec des données non codées. De plus, nous constatons que la courbe simulée est très proche de la borne de l'union ce qui signifie que le décodeur fonctionne correctement et que nous nous trouvons proche du décodeur optimal.

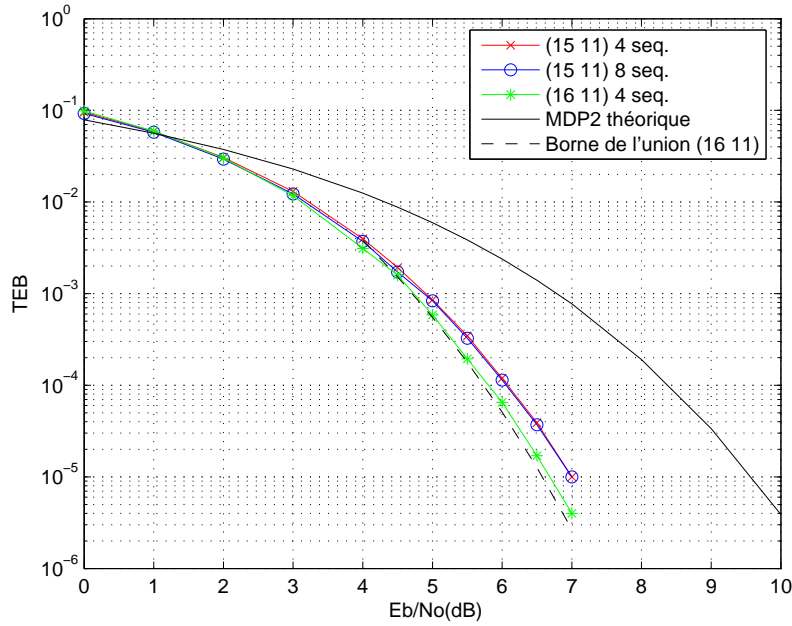


FIGURE 3.7 – Famille BCH (15, 11)

3.7.2 BCH (63, 45).

Nous présentons, figure 3.8, les performances du code (63, 45). Nous avons testé pour 16, 32 et 64 séquences de test. Plus nous augmentons le nombre de séquences meilleures sont les performances. Néanmoins, pour des TEB de l'ordre de 10^{-3} , si l'on augmente le nombre de séquences de test, le gain est marginal. Il n'est donc pas nécessaire de passer à 128 séquences de test. Surtout qu'en doublant le nombre de séquences, on double la complexité du décodeur. Nous constatons que l'ajout du bit de parité ne permet d'augmenter les performances qu'à partir d'un TEB de 10^{-5} .

Pour cet ensemble de simulations, nous retenons donc le code (64, 45) avec 64 séquences de test. En effet il présente pour un TEB de 10^{-3} les mêmes performances que le (63, 45) mais possède un rendement plus petit et donc aura un gain de presque 0.1 dB en terme de E_{bc}/N_0 par rapport au (63, 45) (cf. tableau 3.6). Le gain de codage à un TEB de 10^{-3} est d'environ 3 dB.

3.7.3 BCH (127, 106).

Le dernier code BCH que nous avons testé est le (127, 106). Les résultats de simulations sont présentés sur la figure 3.9. Comme pour le (63, 45), pour des TEB de l'ordre de 10^{-3}

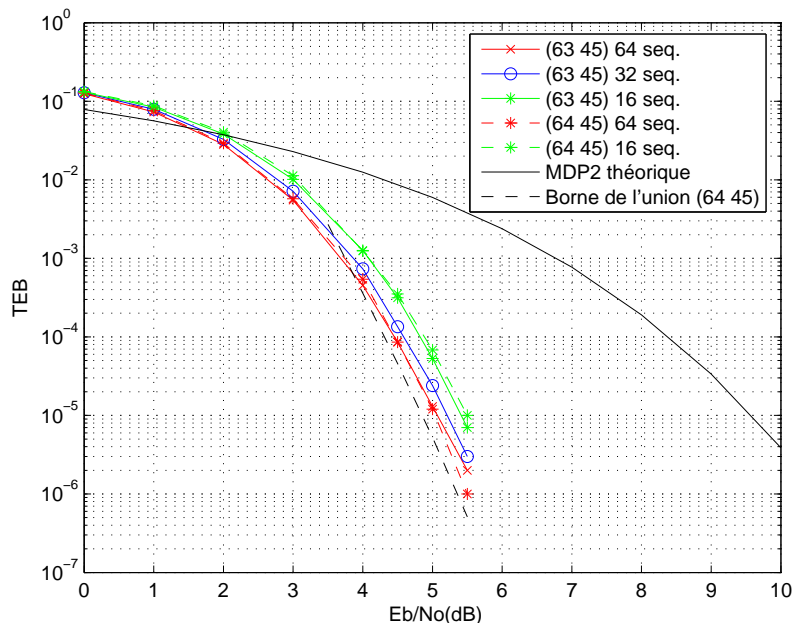


FIGURE 3.8 – Famille BCH (63, 45)

le gain est marginal si l'on augmente le nombre de séquences de test et il n'est donc pas nécessaire de passer à 128 séquences de test. Là aussi l'ajout du bit de parité n'améliore pas les performances pour les TEB considérés et il apporte donc uniquement un gain en terme de E_{bc}/N_0 . Pour ce groupe de simulation c'est donc le (128, 106) à 64 séquences de test que nous retenons. Le gain de codage à un TEB de 10^{-3} est d'environ 2.5 dB. A ce point de fonctionnement ce code est donc moins performant que le (64, 45).

3.7.4 LDPC (144, 96).

Nous avons testé deux codes de taille 144 et de rendement exactement égal à $2/3$. Le choix d'une taille de 144 est purement pratique : il est plus facile pour SERCEL d'avoir des trames multiples de 8. Nous présentons le meilleur de ces deux codes (voir figure 3.10). Le décodage d'un code LDPC est itératif. Nous avons donc représenté l'évolution du taux d'erreur binaire en fonction de E_b/N_0 pour différentes itérations. Nous constatons que pour un TEB de 10^{-3} , 25 itérations suffisent.

Le gain de codage pour ce code est d'environ 2.8 dB. Pour le deuxième code testé, les performances sont quasi identiques. Étant donné que nous tirons aléatoirement la matrice de parité du code, il est possible d'obtenir des codes plus ou moins bons. Néanmoins en

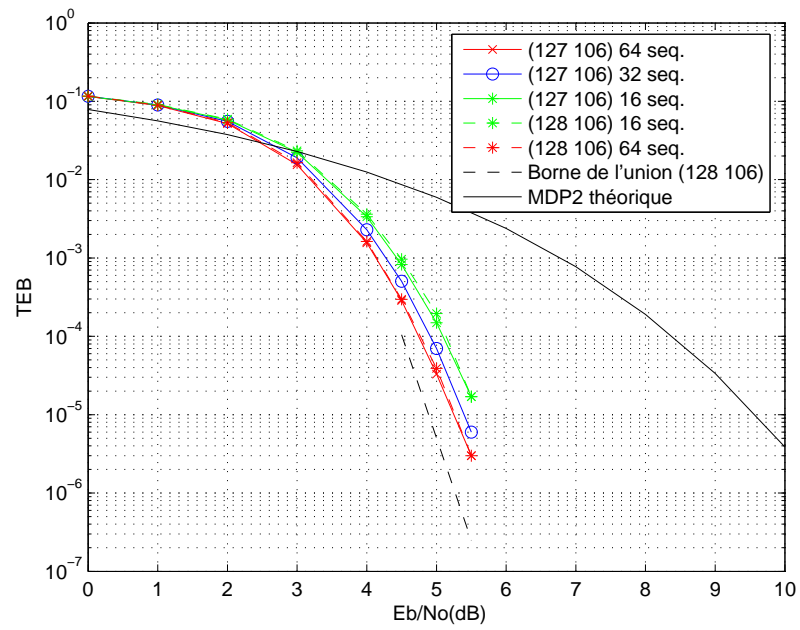


FIGURE 3.9 – Famille BCH (127, 106)

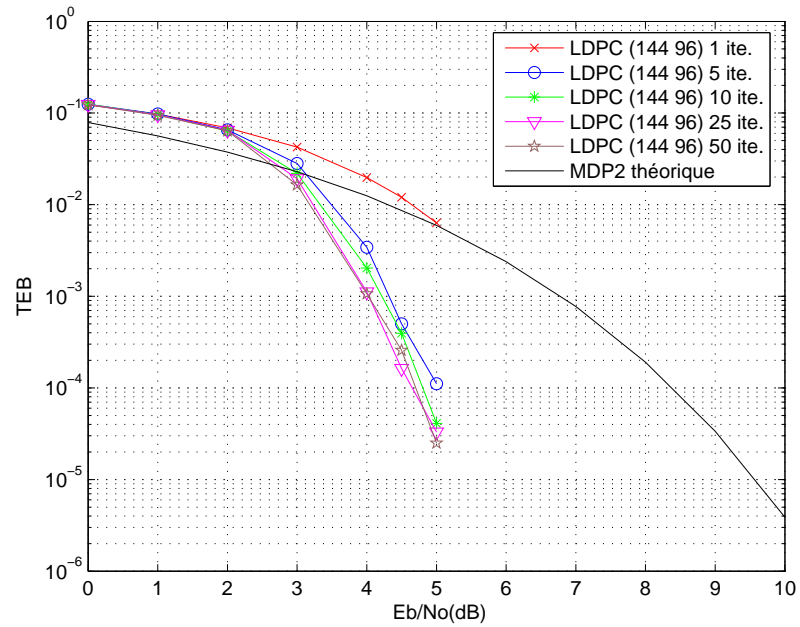


FIGURE 3.10 – LDPC (144 96)

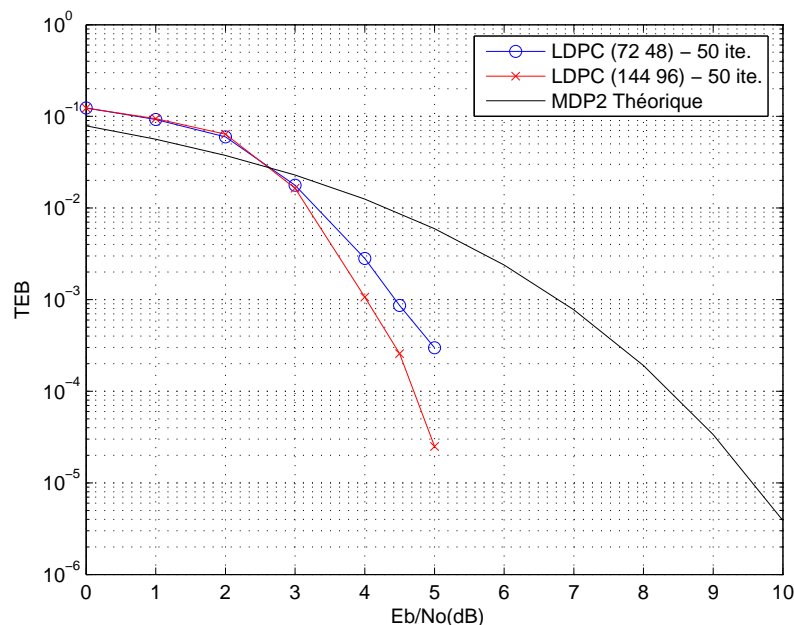


FIGURE 3.11 – LDPC (72 48) - 1ier code

pratique on constate généralement qu'une grande majorité des codes possède des performances similaires.

3.7.5 LDPC (72, 48).

Les LDPC sont réputés pour avoir de très bonnes performances pour des mots de code longs. Nous avons néanmoins voulu le vérifier en testant des mots de code plus petits que le (144, 96). Nous avons généré deux codes de taille 72. Nous présentons sur la figure 3.11 le meilleur de ces deux codes sachant qu'ils présentent des performances similaires. Nous avons comparé sur cette figure les codes (144, 96) et (72, 48) après convergence de l'algorithme de décodage (c'est à dire après 50 itérations). Nous constatons que le (144, 96) présente pour un TEB de 10^{-3} un gain d'environ 0.5 dB par rapport au (72, 48).

En conclusion pour les codes LDPC, il vaut mieux utiliser le code le plus long possible et n'avoir donc qu'un seul mot de code par trame.

3.7.6 Comparaison générale.

Le but de cette étude comparative étant de choisir le code le plus adapté au contexte considéré, nous comparons maintenant le meilleur de chaque groupe de codes testés. Tout

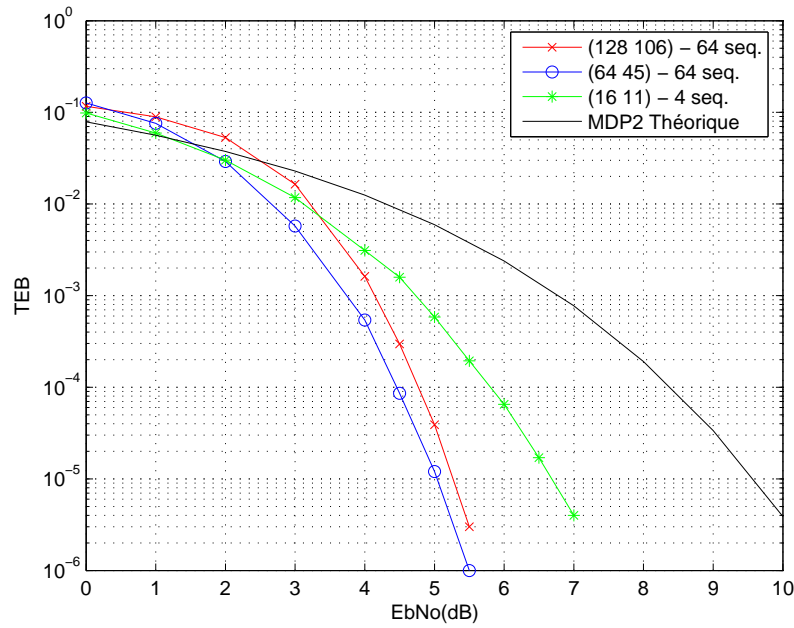


FIGURE 3.12 – Comparaison BCH

d'abord intéressons nous aux codes BCH. La figure 3.12 présente le TEB en fonction de E_b/N_0 pour les codes suivants : (16, 11) 4 séquences de test, (64, 45) 64 séquences de test et le (128, 106) 64 séquences de test.

Pour un point de fonction de 10^{-3} , le (64, 45) est incontestablement le code le plus performant et offre un gain de codage d'environ 3 dB. Si maintenant nous traçons les performances en fonction de E_{bc}/N_0 , on prend ainsi en compte le rendement du code, nous obtenons les courbes de la figure 3.13.

Il est alors évident que pour un TEB de 10^{-3} , le code (128, 106) est à éliminer. La différence de performance entre le code (64, 45) et le (16, 11) est réduite. En effet le code (64, 45) possède un rendement plus grand que le (16, 11). Le (64, 45) permet un gain de codage par rapport à une trame non codée de 4.3 dB alors que le (16, 11) permet un gain de 3.5 dB. Il y a donc moins de 1 dB d'écart entre ces deux codes.

Enfin si nous comparons maintenant avec le meilleur des codes LDPC, nous obtenons les résultats de la figure 3.14. Le meilleur des codes à un TEB de 10^{-3} reste le (64, 45). Néanmoins si l'on intègre le gain du rendement de codage, le (64, 45) et le code LDPC (144, 45) sont équivalents (cf figure 3.15).

Nous avons conservé sur ces deux dernières figures la courbe du (16, 11). En effet ce code n'est pas le meilleur mais se positionne à moins de 1 dB des meilleurs codes et

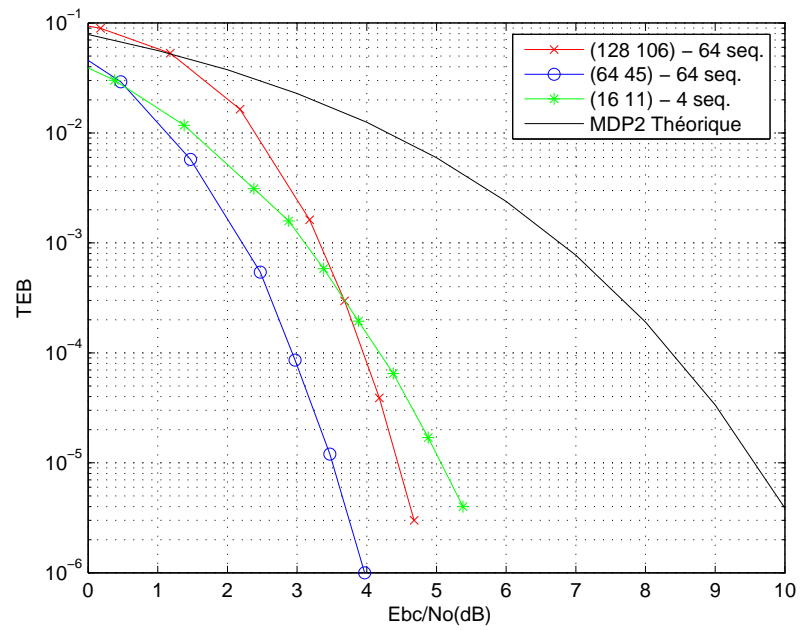
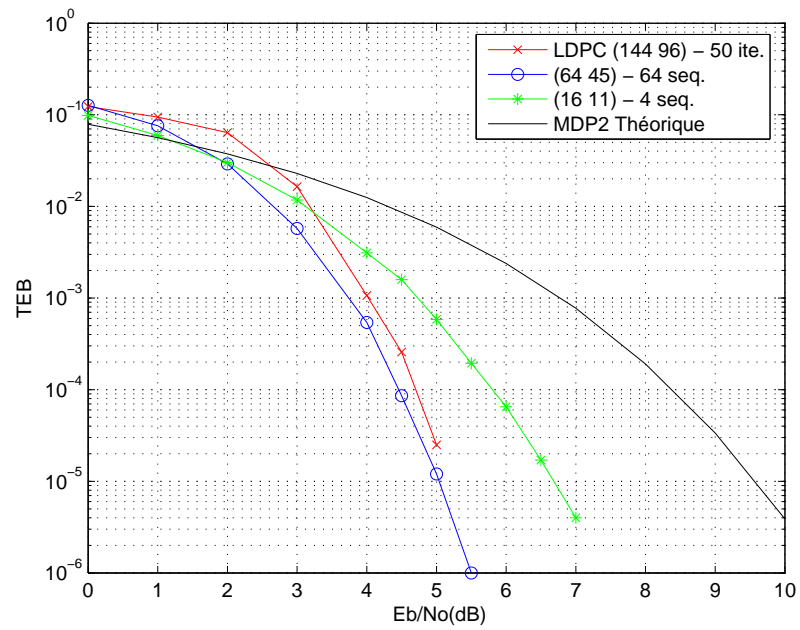
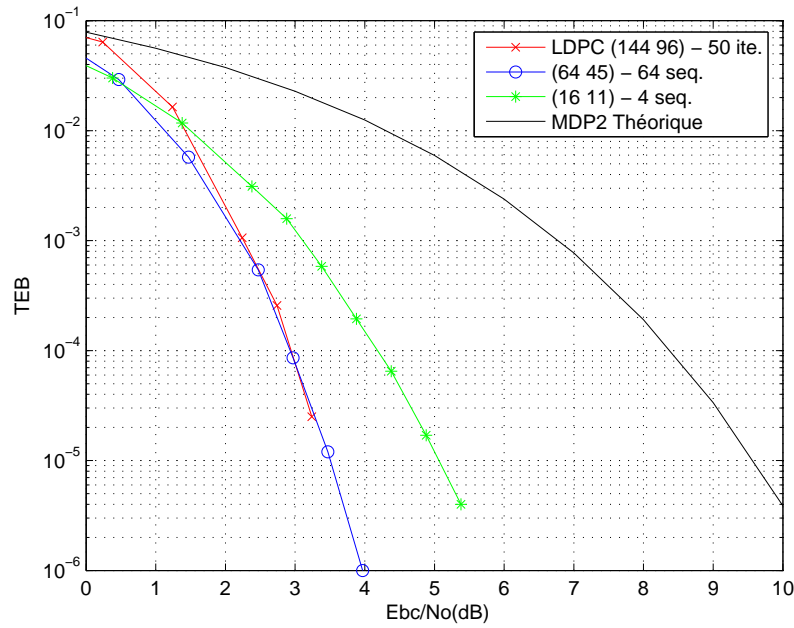
FIGURE 3.13 – Comparaison BCH - E_{bc}/N_0 

FIGURE 3.14 – Comparaison générale

FIGURE 3.15 – Comparaison générale - E_{bc}/N_0

possède des avantages importants :

- une complexité nettement moins importante que le (64, 45) : de l'ordre d'un facteur 88 par trame.
- une taille de trame qui est un multiple de 8.
- possibilité de corriger au maximum 9 erreurs par trame si les erreurs sont correctement réparties (9 mots de code de pouvoir de correction $t = 1$.) au lieu d'un maximum de 6 erreurs par trame pour le (64, 45) (2 mots de code de pouvoir de correction $t = 3$).

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé plusieurs méthodes d'estimation de canal pour les systèmes CDMA. Une estimation conventionnelle est basée sur une stratégie mono-utilisateurs et les paramètres relatifs à un utilisateur sont estimés d'une façon indépendante des autres utilisateurs. Nous avons proposé une amélioration de cette approche

directe pour l'estimation des paramètres du canal, en introduisant le filtre d'interpolation de Lagrange, qui permet de tirer profit de toute l'information disponible au niveau du récepteur, après sur-échantillonnage, pour améliorer la précision de l'estimation. Nous avons également présenté une méthode d'estimation des canaux à trajets multiple multi-utilisateurs avec annulation successive des interférences grâce au récepteur SIC/RAKE.

Dans une seconde partie, nous avons présenté une étude comparative pour plusieurs codes correcteurs d'erreurs afin d'améliorer les performances et la robustesse de notre système. Une comparaison entre les différents codes étudiés a montré que bien que les codes BCH (64, 45) possède de meilleures performances, les codes BCH (16, 11) sont seulement à moins de 1 dB des codes (64, 45). Une étude de complexité a montré que le (16, 11) est nettement moins coûteux en termes de complexité de calculs et d'implémentation et possède un gain de codage suffisant pour garantir les contraintes de performances fixées par le partenaire industriel.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons une analyse des performances de notre système de communication acoustique furtif, en nous basant sur des données réelles obtenues grâce à des campagnes d'essais en mer, en rade de Brest et en mer méditerranée.

Chapitre 4

Traitement de données réelles

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons étudier les données issues de la campagne REMODI (REseau de MOdems DIcrets) menée par le Gesma et Sercel UAD en mer méditerranée et en rade de Brest. Au cours de cette campagne, un court message étalé par des séquences d'étalements et modulé par BPSK a été émis en vue de tester certains algorithmes que nous avons proposé.

Nous présentons tout d'abord la configuration de l'expérience ainsi que les données transmises. Nous évaluons par la suite les performances des algorithmes proposés et implémentés au cours de ces essais.

4.2 Données émises

Les données d'une communication acoustique ont été transmises entre un émetteur entraîné par un navire, qui est soit immobile soit en mouvement au cours des émissions. Le dispositif de réception est une antenne qui comporte plusieurs hydrophones. La distance entre la source et le récepteur est de 2.8 km. Le canal étudié est un canal petit fond, la profondeur de la colonne d'eau dans les zones d'expérimentations peut atteindre 135 m.

La durée d'un temps symbole a été fixée à $T_s = 66.67$ ms pour un débit minimum requis de 15 bits/s. Le message transmis est sous la forme d'un texte qui contient 300 caractères encodés sous 8 bits ASCII, soit 2400 bits à transmettre. La fréquence porteuse a été fixée à $f_c = 12$ KHz. Chaque trame de données contient $N_s = 150$ bits et d'une durée totale $T_t = 10$ secondes. Le facteur d'étalement est $SF = 256$.

Le message transmis est le suivant :

PROJET : REMODI

BUT : RESEAU DE MODEMS ACOUSTIQUES DISCRETS.

TECHNIQUE UTILISEE : ETALEMENT DE SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE.

SEQUENCES D'ETALEMENT : SEQUENCES DE WALSH DE LONGUEURS DE 32 A 256.

DEBIT UTILE : VARIABLE DE 15 A 240 BITS/S.

ESSAIS A LA MER : RADE DE BREST.

Il correspond à 16 trames avec un débit de 15 bits/s. La durée totale nécessaire pour émettre ce signal est alors de 160 secondes. Il est possible d'augmenter le débit de transmission en diminuant le facteur d'étalement mais ceci entraîne un risque d'interférence intersymbole et une dégradation des performances en réception. De même que pour un contexte de communications furtives, il est préconisé d'étaler le signal au maximum afin de garder les transmissions en dessous du niveau du bruit, et ceci pendant toute la durée de la transmission.

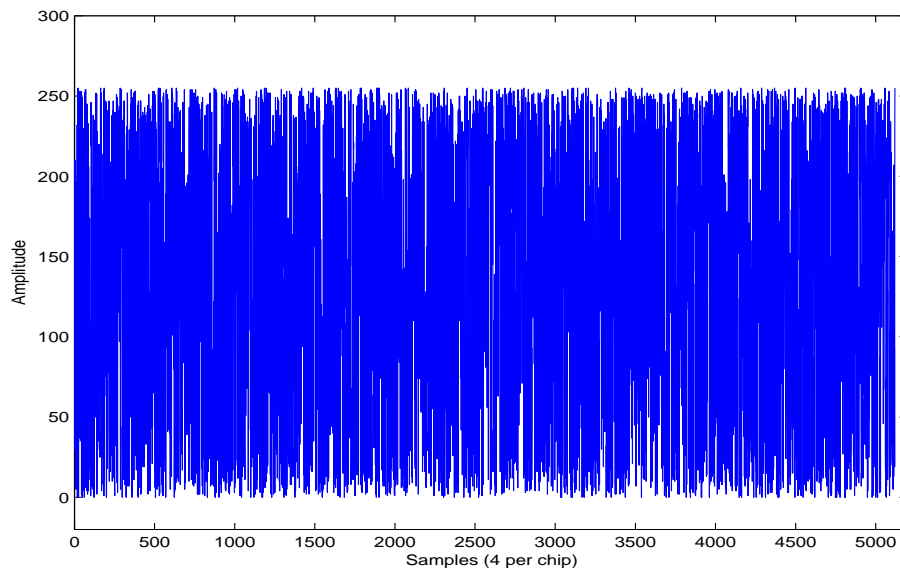


FIGURE 4.1 – Exemple d'un signal enregistré au niveau des antennes de réceptions.

La figure 4.1 représente un exemple du signal transmis. Il est enregistré et pré-traité en sortie du modem d'acquisition MATS300. Comme on peut le voir sur la figure, il est difficile pour un intervenant extérieur, ne disposant pas des bons codes d'étalements et de brouillages de discerner la présence d'un signal dans le bruit enregistré. De plus, les codes de brouillages longs introduits dans la section 2.4.2, varient chaque durée trame et sont d'une longueur $N_s \times SF = 38400$ chips. Du fait de leurs constructions grâce à des m-séquences et des registres à décalage, il existe plusieurs millions de codes possibles, ce

qui rend la détection et la restitution de l'information impossible en l'absence des bons codes et des conditions initiales de génération des m-séquences.

Durant ces essais, deux utilisateurs ont été considérés. Un utilisateur ayant le message à transmettre et un utilisateur interférant.

Les données des utilisateurs sont transmises sous la forme de trames de 150 bits. Les trames sont espacées d'un intervalle de garde.

Le récepteur considéré lors de ces essais pour la détection des signaux est le RAKE. Les données d'information sont transmises sur la voie en phase I, et un signal pilote est transmis sur la voie en quadrature Q. Les signaux de la voie I et Q sont sommés pour fournir un signal complexe $I + jQ$. La séquence obtenue est brouillée par un code de brouillage long. Le débit utilisateur correspond au débit chip $D_c = \frac{1}{T_c}$. Le débit chip $D_c = 3.84$ Kchips/s.

4.3 Traitement des données

4.3.1 Synchronisation trame

Les signaux enregistrés provenant des hydrophones ont été modulés, filtrés et ramenés en bande de base. Les signaux fournis par le Gesma et Sercel UAD sont sous la forme de fichiers de meta-données (.mat) correspondants aux voies en phase et en quadrature du signal ramené en bande de base.

Le récepteur RAKE a pour première fonctionnalité de synchroniser le signal reçu au niveau trame. Pour cela on détecte un pic de corrélation sur la base du signal reçu et de la séquence pilote, connu au niveau du récepteur. A partir de ce signal, on peut extraire une synchronisation de la trame et connaître à un instant donné le début de la trame. La méthode utilisée est celle de la détection du pic de corrélation. La corrélation est réalisée sur le premier symbole de l'utilisateur 1 en utilisant la voie pilote, soit sur 256 chips. Il est à noter que plus la corrélation est effectuée sur une durée importante, plus le pic de corrélation sera important vis à vis du niveau du bruit. Une durée trop longue aura cependant un effet d'augmenter la complexité de calcul pour la synchronisation des trames.

Les figures 4.2 et 4.3 présentent les résultats obtenus lors de la recherche de pics de corrélations sur des fichiers de données réelles. On voit des pics de corrélations marquer le début des trames. Ces pics de corrélations sont bien localisés. Dans le premier fichier, on détecte 5 pics de corrélations et 5 trames complètes. Dans le deuxième fichier, on détecte 6 pics de corrélation et 5 trames complètes. Pour certaines trames, on peut observer des

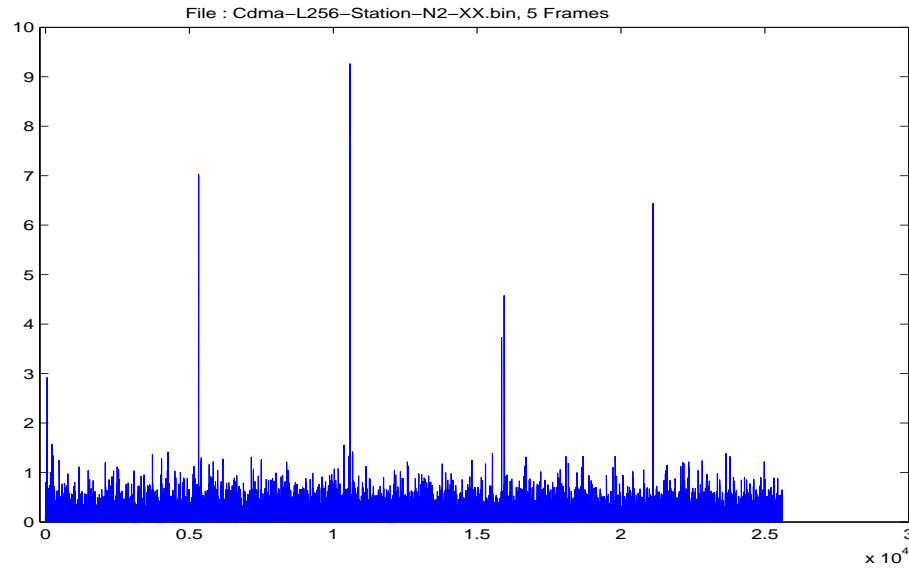


FIGURE 4.2 – Recherche des pics de corrélations pour la synchronisation trame.

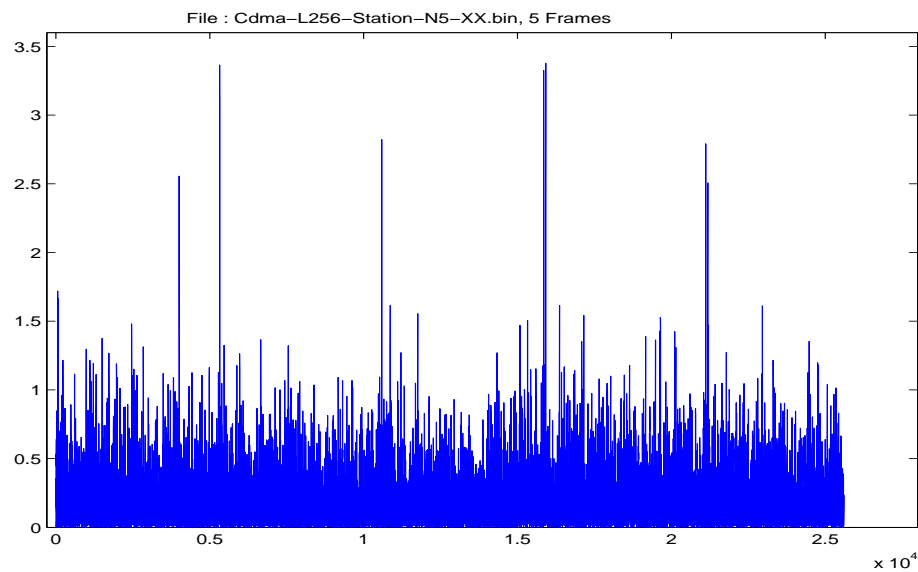


FIGURE 4.3 – Recherche des pics de corrélations pour la synchronisation trame.

pics très proches, cela est dû à la présence de trajets proches et à l'interférence inter-symbole. Les pics de corrélations peuvent être sélectionnés en fixant un seuil empirique. Sur la figure 4.3, on voit que pour un rapport signal sur bruit + interférence faible, la hauteur des pics de corrélations diminue. Pour certaines trames le seuil de détection peut tout juste être atteint, selon le seuil fixé. Dans ce cas on risque d'avoir une mauvaise synchronisation pour un canal très bruité.

4.3.2 Estimation de canal

Une fois la synchronisation trame effectuée, on cherche une estimation du canal au rythme symbole en utilisant la voie pilote Q. L'estimation du canal est réalisée pour une dispersion temporelle maximale du canal fixée en paramètre. Cette dispersion temporelle maximale tient compte des phénomènes de compression et de dilatation qui peuvent survenir à cause de l'effet Doppler dans le cas d'un émetteur en mouvement par rapport au récepteur. La recherche des retards des trajets s'effectuent à l'intérieur d'une fenêtre de traitement de taille τ_{max} . Une estimation du canal est obtenue à chaque durée symbole. Nous considérons que le canal est stationnaire sur une durée symbole.

Sur la figure 4.4, on observe les pics de corrélations correspondant à la réponse impulsionnelle du canal. Le canal de transmission fait apparaître $L = 4$ trajets principaux pour ce symbole. On observe que certains trajets peuvent être très proche et la recherche des retards des trajets par *maxima* ne permet de discriminer entre les trajets proches. Il est possible d'envisager une méthode de sélection des trajets par rapport à l'amplitude du trajet le plus puissant, ce qui permettrait d'éliminer les trajets de faibles amplitudes qui peuvent dégrader les performances de notre récepteur. Les coefficients du canal sont estimés en considérant le module des amplitudes correspondants aux retards sélectionnés. Le rapport signal à bruit varie d'un symbole à l'autre et les coefficients du canal fluctuent dans le temps.

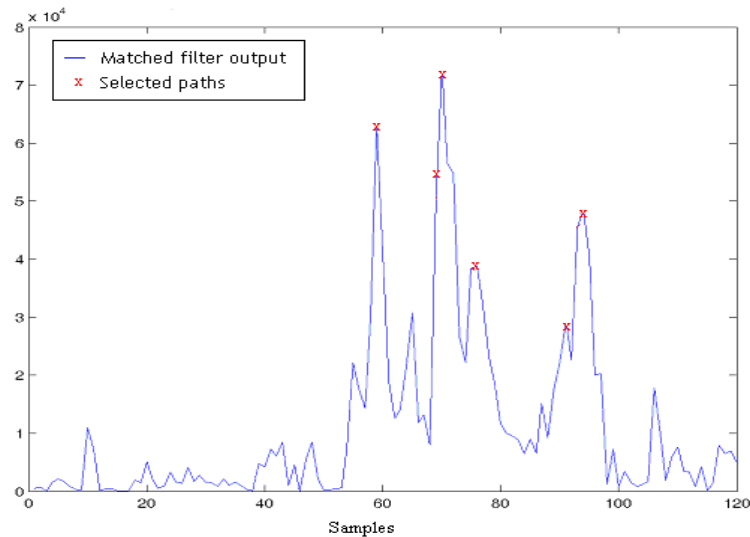


FIGURE 4.4 – Evolution de la réponse impulsionnelle du canal dans le temps.

En se basant sur cette estimation du canal de transmission, on réalise un récepteur

RAKE possédant un nombre de doigts équivalent à la longueur de la réponse impulsionnelle estimée. Le nombre maximal de trajets à considérer est fixé à $L = 6$. On obtient en sortie du RAKE la constellation présentée à la figure 4.5 qui représente les 150 bits estimés de la voie de données I pour une trame donnée.

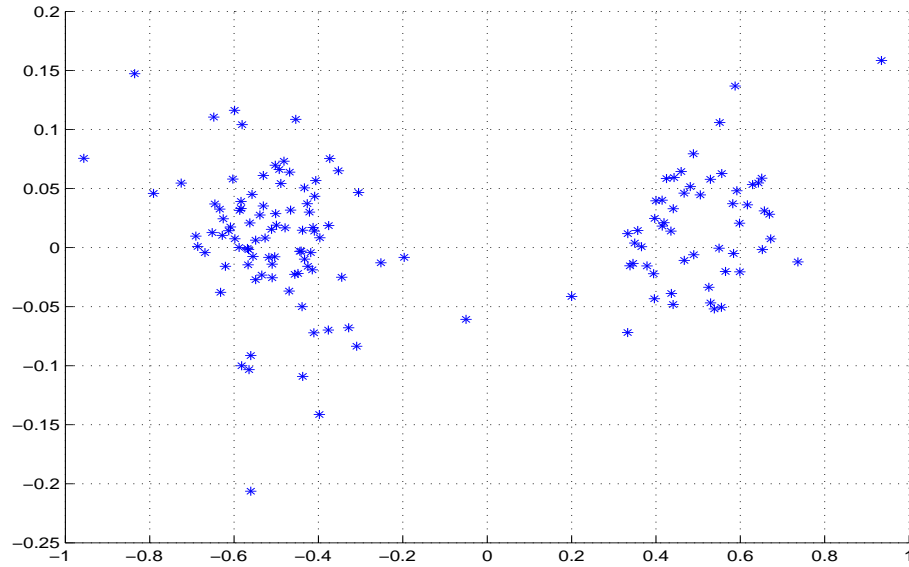


FIGURE 4.5 – Constellation obtenue en sortie du récepteur RAKE.

4.3.3 Introduction d'un facteur d'oubli

Nous avons constaté que le canal varie lentement d'un symbole à un autre. Nous avons alors décidé d'introduire un facteur d'oubli dans l'estimation de la fonction de transfert du canal. Le facteur d'oubli a pour but de tenir compte des précédentes estimations des amplitudes du canal et de considérer ainsi un nombre plus élevé d'échantillons pour l'estimation au temps symbole i . Le facteur d'oubli α peut être introduit de deux manières dans l'estimation des coefficients :

- Soit considérer tout l'historique du canal, le coefficient à estimer au temps symbole i est alors donné par :

$$c^{(i)} = (1 - \alpha).y^{(i)} + \alpha.c^{(i-1)} \quad (4.1)$$

$c^{(i-1)}$ étant l'estimation du coefficient du canal à l'instant $i - 1$ calculé d'une façon récurrente d'après 4.1, $y(i)$ étant l'estimateur du coefficient au temps symbole i en utilisant

uniquement les symboles pilotes courants, obtenus en sortie du récepteur RAKE. $c^{(i-1)}$ dépend donc de toutes les estimations passées $c^{(j)}$, $j = 0 \dots i - 2$.

- Soit juste considérer l'estimation du coefficient au temps symbole $i - 1$. Le coefficient à estimer au temps symbole i est donné par :

$$c^{(i)} = (1 - \alpha).y^{(i)} + \alpha.y^{(i-1)} \quad (4.2)$$

Nous nous intéressons à la seconde formulation. Une formule théorique permettant de calculer le facteur d'oubli existe dans la littérature pour des systèmes d'étalement de spectre par séquence directe [SJL02]. Elle est donnée par cette combinaison linéaire des 2 derniers estimateurs :

$$\alpha = \left(\frac{4\pi f_d^2 E_s}{L\sigma_n^2} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (4.3)$$

où E_s est l'énergie d'un chip, f_d est la fréquence Doppler, L le nombre de trajets considérés et σ_n^2 est la variance du bruit. La figure 4.6 représente la courbe théorique du facteur d'oubli pour une fréquence Doppler $f_d = 6\text{hz}$ et un nombre de trajet $L = 6$.

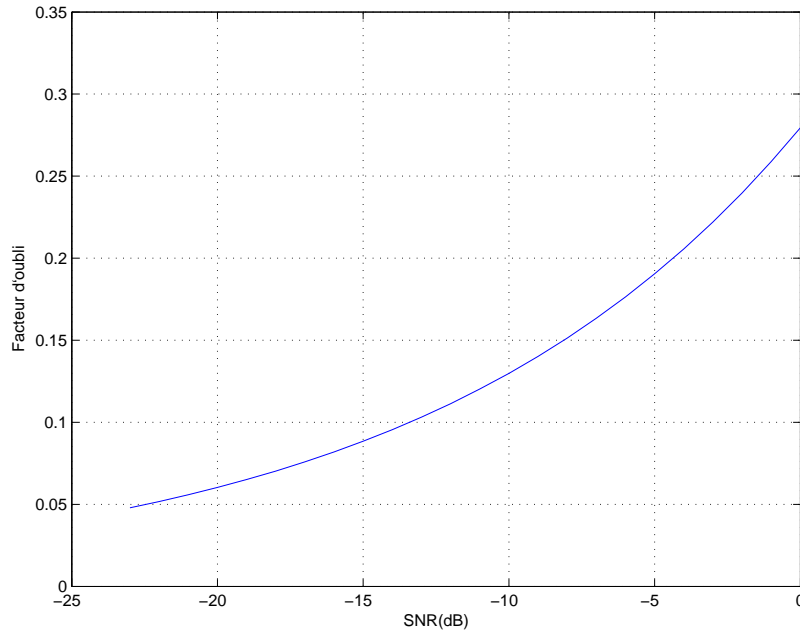


FIGURE 4.6 – Facteur d'oubli α en fonction du SNR - $L=6$ trajets, $f_d=6\text{hz}$

La courbe théorique nous donne une idée sur l'intervalle d'inclusion du facteur d'oubli α . Les simulations sur les données réelles enregistrées vont servir à trouver la valeur optimale pour ce paramètre.

Nous constatons que d'après la courbe théorique les valeurs du facteur d'oubli α sont comprises entre 0.05 et 0.30 pour une fréquence Doppler $f_d = 6$ hz, ce qui signifie que dans les cas extrêmes, si le canal est très perturbé, 95% du poids de l'estimation des amplitudes du canal sera porté sur l'estimation en cours et si le canal présente un fort rapport signal sur bruit les poids seront partagés à valeurs de 70% pour l'estimation en cours et 30% pour l'estimation précédente à l'instant $i-1$.

4.4 Résultats sur des données réelles

4.4.1 Dépouillement des données

Les figures suivantes montrent les résultats de simulations réalisés sur un ensemble de fichiers de données réelles enregistrées aussi bien en Rade de Brest qu'en mer méditerranée. Chaque fichier de données enregistrées, après un pré-traitement, contient entre 4 et 6 trames ce qui correspond à un nombre de bits d'information allant de 600 à 900 bits (et autant de bits pour la voie Q correspondants aux symboles pilotes).

Les critères de décision quant à la valeur du facteur d'oubli à considérer sont l'erreur quadratique moyenne (EQM) en fonction du paramètre α ainsi que le nombre d'erreurs obtenus sur les trames analysées. Nous présentons ci-dessous les résultats obtenus pour sélection de 4 fichiers.

Données enregistrées en Rade de Brest

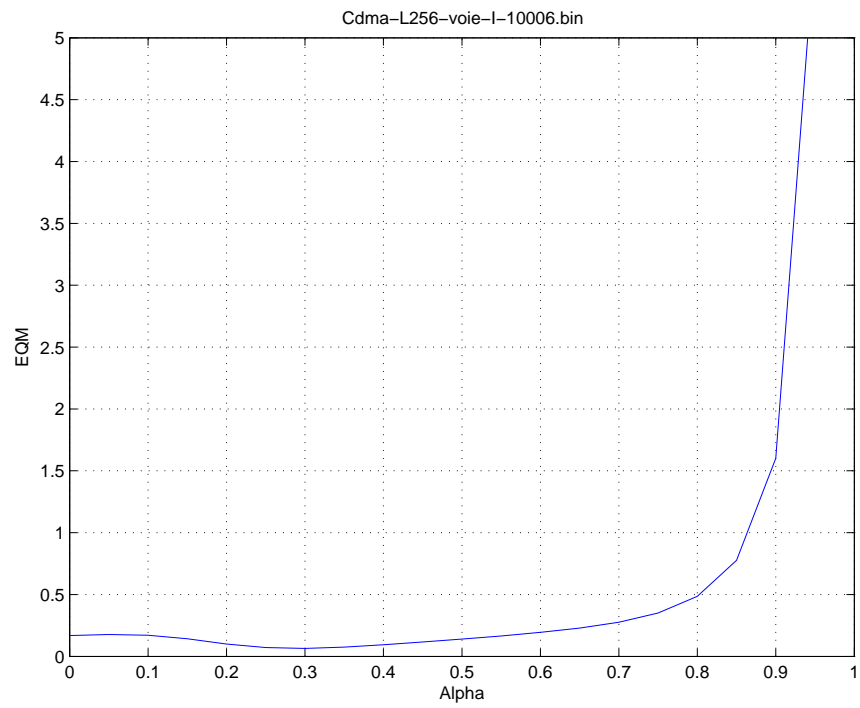


FIGURE 4.7 – EQM en fonction de α - Enregistrement "Cdma_L256_voie_I_10006.bin".

<i>Alpha</i>	0.0	0.1	0.2	0.3	0.35	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95
<i>Nombre d'erreurs</i>	2	2	2	2	1	1	1	1	1	1	25	71

TABLE 4.1 – Nombre d’erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement "Cdma_L256_voie_I_10006.bin"

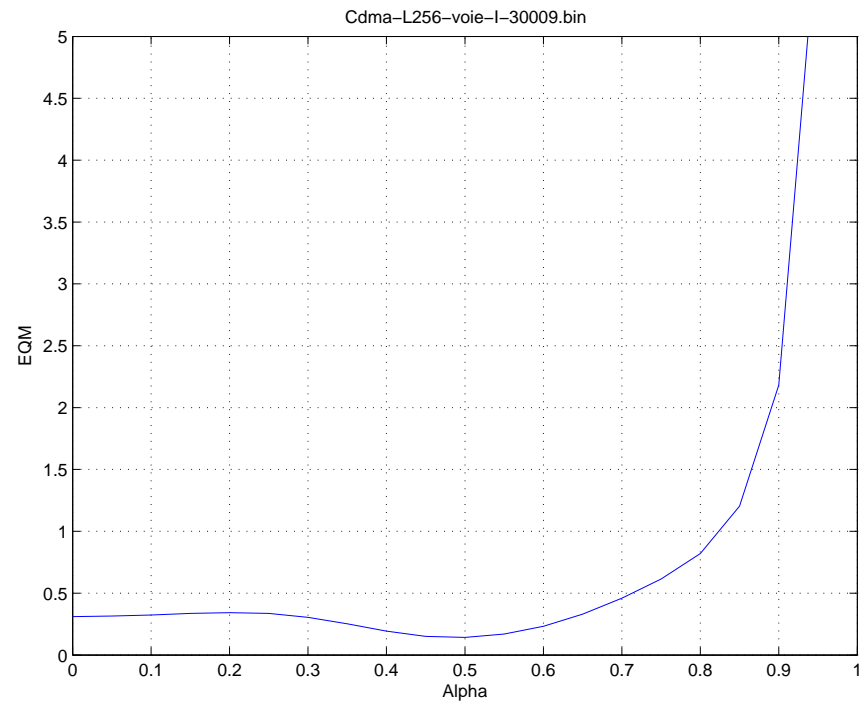


FIGURE 4.8 – EQM en fonction de α - Fichier "*Cdma_L256_voie_gibft_30009_I.bin*".

<i>Alpha</i>	0.0	0.1	0.2	0.3	0.35	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95
<i>Nombre d'erreurs</i>	6	6	6	5	5	5	4	4	9	14	55	106

TABLE 4.2 – Nombre d’erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement "*Cdma_L256_voie_I_30009.bin*"

Données enregistrées en méditerranée

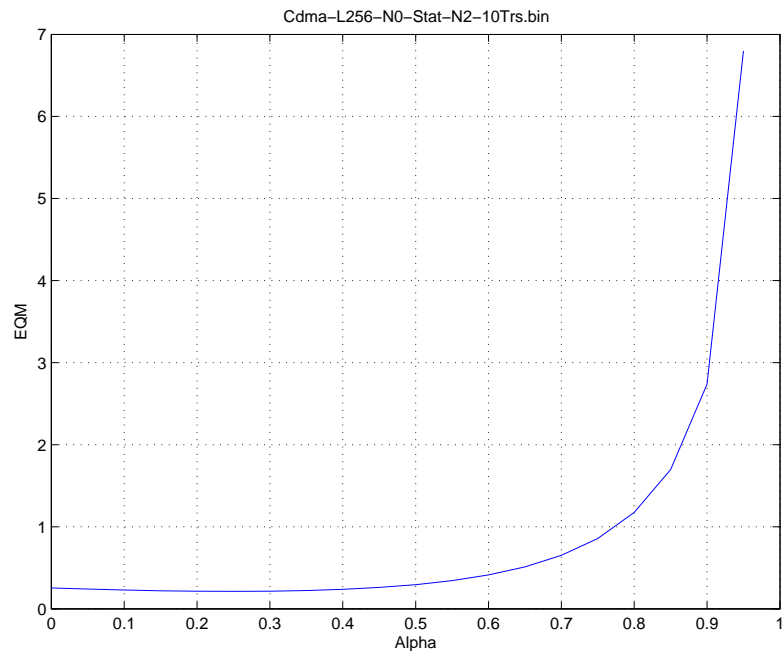


FIGURE 4.9 – EQM en fonction de α - Enregistrement "Cdma_L256_Station_N2.bin".

<i>Alpha</i>	0.0	0.1	0.2	0.25	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95
<i>Nombre d'erreurs</i>	11	10	12	12	13	19	27	38	59	92	179	286

TABLE 4.3 – Nombre d’erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement "Cdma_L256_Station_N2.bin"

<i>Alpha</i>	0.0	0.1	0.2	0.25	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	0.95
<i>Nombre d'erreurs</i>	2	1	1	2	2	2	5	11	32	89	203	317

TABLE 4.4 – Nombre d’erreurs en fonction du paramètre α - Nombre de bits démodulés = 600 bits - Enregistrement "Cdma_L256_Station_N5.bin"

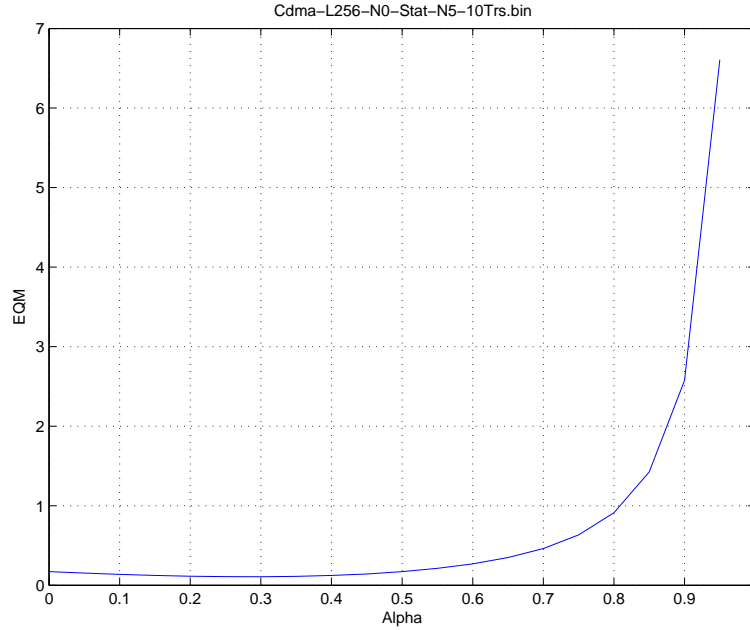


FIGURE 4.10 – EQM en fonction de α - Enregistrement "*Cdma_L256_Station_N5.bin*".

Au vue des résultats obtenus lors de ces simulations, on remarque qu'en terme d'erreur quadratique moyenne, il existe une plage de valeurs comprises entre 0.1 et 0.6 pour lesquelles l'erreur quadratique moyenne est minimale et que l'écart entre ces différentes valeurs est inférieur à 0.2. Nous sommes donc amenés à penser qu'en terme d'erreur quadratique moyenne quelque soit la valeur du facteur d'oubli choisie dans cet intervalle, ceci n'affectera pas les performances du filtre RAKE de manière significative. En combinant ce résultat avec celui du nombre d'erreurs obtenus lors des différentes simulations sur un ensemble de 600 bits démodulés, nous pouvons considérer $\alpha = 0.3$ comme la valeur optimale empirique à retenir pour le facteur d'oubli.

4.4.2 Introduction d'un facteur de puissance

Dans la phase d'estimation des retards, les trajets sont classés selon leurs puissances. Les 6 trajets les plus énergétiques sont sélectionnés et les retards correspondants sont considérés comme les retards de propagation. Certains trajets peuvent être de faibles puissances et n'apportent pas une diversité spatiale suffisante qui justifie leur prise en compte.

Un critère d'énergie par rapport à la puissance du trajet principal a été considéré. Seuls les trajets qui satisfont le critère de puissance c'est à dire qui sont à un certain seuil de la puissance du trajet le plus énergétique seront combinés.

Le facteur de puissance à considérer par rapport à l'amplitude du trajet le plus puissant est un paramètre configurable. Lorsque le canal est bon (peu de trajets réfléchis), peu de trajets sont combinés et peu de bruit est ajouté au trajet principal. De même que quand le canal est plus bruité, on évite de combiner des trajets de faibles puissances et qui s'apparentent plus à du bruit qu'à de l'énergie utile. La figure 4.11 montre un exemple de trajets sélectionnés après l'application d'un facteur de puissance.

Nous constatons que pour les six symboles consécutifs représentés, le nombre de trajets retenus peut varier entre 1 et 4 sans atteindre nécessairement la valeur des 6 trajets fixée en paramètre. Pour le premier symbole, nous remarquons que 2 trajets sont nécessaires si on fixe le seuil à 60% (au lieu de 3 trajets pour un seuil à 30 %). Pour le cinquième symbole, nous remarquons qu'un seul trajet est suffisant pour un seuil à 60 % (au lieu de 3 trajets pour un seuil à 30 %).

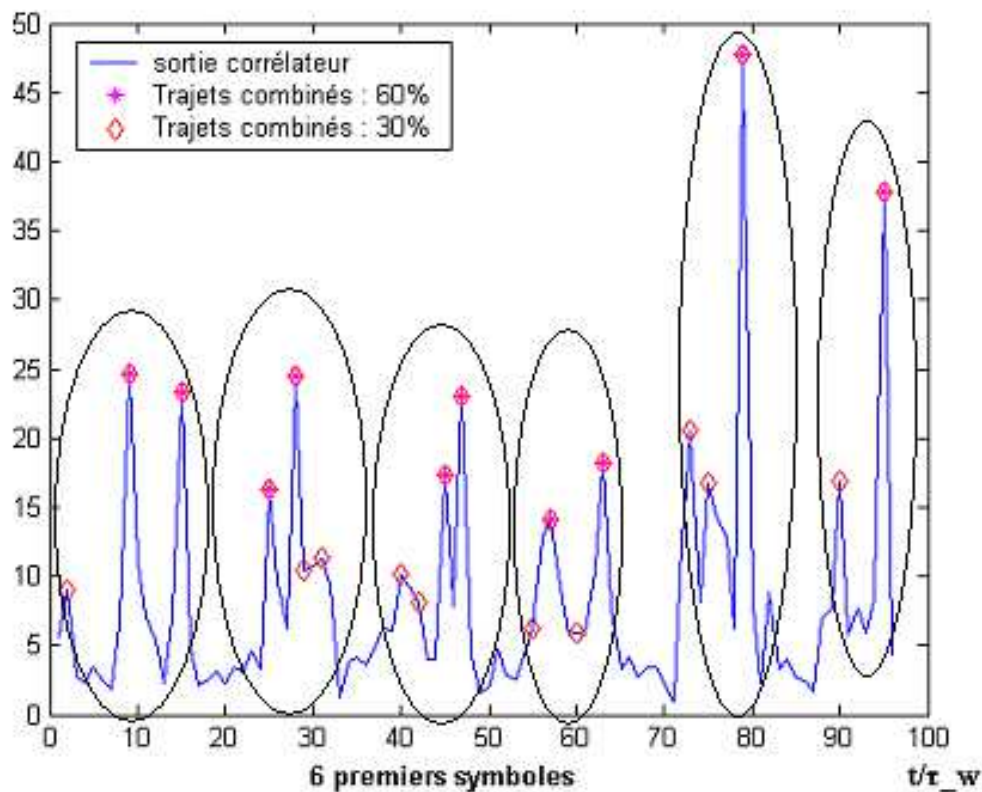


FIGURE 4.11 – Combinaison des trajets les plus puissants.

L'introduction de ce facteur de puissance nous a permis de réduire la complexité du récepteur RAKE, étant donné que nous ne retenons que les trajets les plus puissants. Par ailleurs, cette méthode nous permet d'éviter les trajets à faibles puissances qui risquent

de dégrader le récepteur. Nous avons testé ce nouveau récepteur sur les données fournies. Nous avons constaté que les performances obtenues en terme de nombres d'erreurs sur l'ensemble des symboles démodulés sont sensiblement les mêmes qu'auparavant. Il reste à noter que, la diminution de la complexité de calculs nécessaires après l'élimination des trajets de faibles puissances n'est pas à négliger, notamment pour des applications temps-réel.

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué certains algorithmes proposés sur des données réelles acquises lors de la campagne REMODI (REseau de MODems DIScrets). Nous avons tout d'abord présenté les conditions d'expérimentation et les données émises. Nous avons ensuite présenté la synchronisation des trames par la méthode des corrélations sur les symboles de la voie pilote et présenté les performances de la démodulation des signaux avec le récepteur RAKE pour un débit utile de 15 bits/s et un facteur d'étalement de 256. Nous avons ensuite présenté le paramètre du facteur d'oubli qui permet de tirer profit des estimations passées des coefficients du canal en introduisant une mémoire dans l'estimateur. Nous avons également introduit un facteur de puissance pour sélectionner les trajets les plus puissants. Il est possible d'augmenter le débit en utilisant plusieurs voies de données pour un utilisateur avec des codes différents. Ce type de transmission est appelé multi-codes et permet d'accroître le débit utilisateur. Des études supplémentaires seraient nécessaires pour valider ce concept notamment pour la synchronisation des trames, l'estimation du canal et l'effet de l'interférence supplémentaire sur les performances du récepteur.

Conclusion

Cette thèse a été consacrée à l'étude d'un système de transmission multi-utilisateurs pour des communications furtives en milieu sous-marin.

Nous avons dans un premier temps présenté le milieu sous-marin ainsi que les modèles de propagations des signaux acoustiques. Cela nous a permis de rappeler que le canal acoustique sous-marin est caractérisé par la présence de multi-trajets, ainsi que de multiple sources de bruit. Nous avons ensuite étudié les systèmes CDMA et les structures des récepteurs correspondants, et nous avons montré que les caractéristiques propres des séquences SBLM modulées par BPSK combinées avec des codes de brouillages longs les rendaient moins détectables, faisant d'elles d'excellentes candidates dans le contexte des communications furtives. Les séquences d'étalement de Walsh choisies dans un arbre de codes étant orthogonales, elles permettent de discriminer entre les utilisateurs qui émettent simultanément à un instant donné. Les codes attribués à chaque utilisateur sont supposés connus au niveau des récepteurs.

Nous avons vu que dans la pratique l'interférence d'accès multiple subsiste et contribue fortement à la dégradation des performances. Les limitations de la détection conventionnelle nous ont amené à introduire des techniques de détection multi-utilisateurs pour la soustraction de l'interférence. Nous avons étudié la détection par soustraction successive de l'interférence et présenté la structure du SIC/RAKE qui se base sur une implémentation itérative en cellules unitaires, qui permettent grâce à la structure du RAKE de régénérer les signaux des utilisateurs interférants et de les soustraire du signal traité.

Le bon fonctionnement de ces récepteurs est contraint à une bonne estimation des canaux multi-trajets. Nous avons introduit une méthode d'estimation du canal empirique basée sur la considération des trajets les plus puissants à la sortie d'un banc de corrélateurs. Les corrélateurs sont des filtres adaptés à la forme d'onde et au code d'étalement de l'utilisateur concerné.

Pour compléter cette étude et afin d'apporter plus de robustesse et améliorer les performances de notre chaîne de transmission, nous avons introduit le codage canal. Nous avons effectué une étude comparative sur un ensemble de codes LDPC et de codes BCH.

Une comparaison entre les différents codes a montré que le code BCH (16,11) possède le meilleur compromis en termes de performances et de complexité de calculs pour un point de fonctionnement autour de 10^{-3} , performance visé par notre application d'après les spécifications de notre partenaire industriel.

Le dépouillement et l'analyse des données réelles fournies, qui ont été enregistrées lors de la campagne REMODI d'essais en mer, en implémentant une partie des algorithmes proposés a donné des résultats très satisfaisants qui garantissent la qualité de service fixée.

De nombreuses améliorations peuvent bien entendu être envisagées. Ainsi, une première amélioration pourrait porter sur les techniques d'estimation des canaux multi-trajets qui introduisent des considérations probabilistes et des connaissances *a priori* de certaines caractéristiques du canal. Ces méthodes se basent sur la modélisation paramétrique du signal reçu et l'estimation des paramètres d'amplitudes et des temps de retards avec des estimateurs avancées qui maximisent des fonctions de densités de probabilités *a posteriori* i.e. des estimateurs au sens maximum de vraisemblance. Parmi ces méthodes nous pouvons citer l'estimation Bayésienne ou les algorithmes EM (*'Expectation Maximisation'*) qui modélisent la réponse impulsionnelle du canal de manière paramétrique et cherchent ensuite à résoudre un problème d'optimisation de ces paramètres qui minimisent une norme de l'erreur d'estimation. Bien que ayant recours à des techniques avancées du traitement du signal permettant une bonne estimation des paramètres du canal, ces méthodes sont coûteuses en temps de calcul et peuvent ne pas être adaptées à des applications temps-réel.

Une autre amélioration peut porter sur l'étude d'autres types de formes d'ondes de la porteuse des signaux chips, autre que la forme d'onde carré couramment utilisée, comme les ondes porteuses en cosinus surélevé ou les mélanges de gaussiennes. Le choix de la forme d'onde des chips peut contribuer à améliorer l'efficacité spectrale ainsi qu'à diminuer l'interférence inter-symbole et l'interférence d'accès multiple. Elle permet également de pouvoir considérer d'autres méthodes d'estimations et de détections plus adaptées à ces formes d'ondes telles que la déconvolution des signaux ou la décomposition du signal en ondelettes.

Une autre perspective réside dans la considération de la corrélation du bruit avec le signal reçu et d'envisager des techniques de pré-traitement pour le débruitage ou le blanchiment du signal reçu avant les étapes d'estimation et de décodage, ce qui pourrait améliorer les performances du système.

Bibliographie

- [Amm02] M. Ammar. *Détection multi-utilisateurs pour l'UMTS*. PhD thesis, Université de Bretagne Occidentale, June 2002.
- [ASO97] F. Adachi, M. Sawahashi, and K. Okawa. Tree-structure generation of orthogonal spreading codes with different length for forward link of ds-cdma mobile. *Electronics Letters*, 33(1) :27–28, 1997.
- [BKL12] V. Petnikov B. Katsnleson and J. Lynch. Fundamentals of shallow water acoustics. *Springer Science*, 2012.
- [Buc92] M.J. Buckingham. Ocean acoustic propagation models. *Journal d'acoustique*, 3(52) :223–287, June 1992.
- [Cha72] D. Chase. A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information. *IEEE Trans. Inform. Theory*, IT-18 :170–179, Jan. 1972.
- [CM77] C.S. Clay and H. Medwin. *Acoustical Oceanography. Principles and applications*. Wiley-Interscience, 1977.
- [Coa93] R. Coates. Underwater acoustic communications. *Oceans'93 Engineering in harmony with oceans*, 3 :420–425, October 1993.
- [CSS08] M. Chitre, S. Shahabodeen, and M. Stojanovic. Underwater acoustic communications and networking : Recent advances and future challenges. *Marine Technology Society Journal*, 1(42) :103–106, 2008.
- [DLR77] A.P. Dempster, N.M. Laird, and P.B. Rubin. Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm. *Journal of the Royal Statistical Society*, 39 :1–38, 1977.
-

-
- [Dom08] Mari Carmen Domingo. Overview of channel models for underwater wireless communication networks. *Elsevier, Physical Communication Journal*, pages 163–182, 2008.
- [Ett03] P.C. Etter. Underwater acoustic modeling and simulation. *Spon press*, 2003.
- [eYL03] L.M. Brekhovskikh et Yu.P. Lysanov. Fundamentals of ocean acoustics. *Springer Verlag*, Third edition 2003.
- [FG82a] R.E. Francois and G.R. Garrison. Sound absorption based on ocean measurements : Part i : Pure water and magnesium sulfate contributions. *Journal of the Acoustical Society of America*, 3(72) :896–907, 1982.
- [FG82b] R.E. Francois and G.R. Garrison. Sound absorption based on ocean measurements : Part ii : Boric acid contribution and equation for total absorption. *Journal of the Acoustical Society of America*, 6(72) :1879–1890, 1982.
- [FW88] M. Feder and E. Weinstein. Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm. *IEEE Transaction Acoust., Speech, Signal Processing*, 36 :477–489, 1988.
- [Gan05] K.C. Gan. Path searcher for a wcdma rake receiver. *Freescale semiconductor*, Application Note AN2252, March 2005.
- [GJ86] Alain Glavieux and Michel Joindot. *Communications numériques Introduction*. ENST Bretagne, 1986.
- [Gol67] R. Gold. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Trans. on Information Theory*, IT-13 :619–621, October 1967.
- [Gol82] S.W. Golomb. *Shift Register Sequences*. Laguna Hills, Aegon Park Press, 1982.
- [Hal73] P. Halley. Optics of the sea : (interface and in-water transmission and imaging). *North Atlantic Treaty Organization, Advisory Group for Aerospace Research and Development*, 1973.
- [Hmi02] Ridha Hmila. *Synchronisation and Multipath Delay Estimation Algorithms for Digital Receivers*. PhD thesis, Tampere University of Thechnology, Novembre 2002.
- [Hol82] J.K. Holmes. *Coherent Spread Spectrum Systems*. Wiley-Interscience, 1982.
-

-
- [Jaf94] Jules S. Jaffe. Ocean optics. *SPIE—the International Society for Optical Engineering*, 2258 :1008, 1994.
- [Jou96] D. Jourdain. Caractérisation expérimentale du canal sous-marin petit fond pour la transmission acoustique horizontale. *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble*, Juin 1996.
- [LKS00] A.B. Cripps L.E. Kinsler, A.R. Frey and J.V. Sanders. Fundamentals of acoustics. *John Wiley and Sons*, 4th edition 2000.
- [Loh03] Elena Simona Lohan. *Multipath Delay Estimators Algorithms for Fading Channels with Applications in CDMA Receivers and Mobile Positioning*. PhD thesis, Tampere University of Technology, June 2003.
- [LR98] E.S. Lohan and M. Renfors. Impact of estimation errors on multiuser detection in CDMA. *in Proc. of IEEE VTC*, 3 :1844 – 1848, 1998.
- [LR03a] Elena-Simona Lohan and Markku Renfors. Performance analysis of the rake receiver in the presence of multipath delay estimation errors and rician fading channels. *European Transactions on Telecommunications*, 14(5) :435, 2003.
- [LR03b] E.S. Lohan and M. Renfors. Bit error probability of Rake receiver in the presence of code synchronization errors and correlated Rayleigh fading channels. *IST 2003*, 2003.
- [Lur98] X. Lurton. Acoustique sous-marine. présentations et applications. *Ifremer*, 1998.
- [MA97] U. Mengali and A.N. Andrea. *Synchronisation Techniques for Digital Receivers*. Plenum Press, 1997.
- [ML85] A. M. Michelson and A.H. Levesque. *Error-control techniques for digital communication*. Wiley interscience, 1985.
- [MMF98] H. Meyer, M. Moeneclaey, and S.A. Fechtel. *Digital Communication Receivers : synchronisation, channel estimation and signal processing*. John Wiley and sons, 1998.
- [MS62] H.W. Marsh and M. Schulkin. Shallow water transmission. *Journal of the Acoustical Society of America*, 34 :863–864, 1962.
-

-
- [Mun76] W.H. Munk. Sound propagation through a fluctuating stratified ocean : Theory and observation. *Journal Acoustical Society of America*, 4(59) :818–838, 1976.
- [NODC] National Oceanographic Data Center. International ocean atlas and information series. <http://www.nodc.noaa.gov/>.
- [OSA08] K. Ouertani, S. Saoudi, and M. Ammar. Toward performance improvements of Rake receiver with pilot power allocation and Lagrange filtering. *OCEANS'08, MTS/IEEE, Kobe, Japan*, 8-11 April 2008.
- [OSAS07a] K. Ouertani, S. Saoudi, M. Ammar, and H. Sébastien. Implémentation pratique d'un récepteur rake pour un réseau de modems acoustiques sous-marins discrets. *TAIMA'07 : Traitement et analyse de l'information : méthodes et applications. Hammamet, Tunisie*, 22-26 Mai 2007.
- [OSAS07b] K. Ouertani, S. Saoudi, M. Ammar, and H. Sébastien. Performance comparison of rake and sic/rake receivers for multiuser underwater acoustic communication applications. *In Proc. MTS/IEEE Oceans, UK, Aberdeen*, 18-21 June 2007.
- [OSAS07c] K. Ouertani, S. Saoudi, M. Ammar, and H. Sébastien. Performance du récepteur rake pour des applications de communications discrètes à travers un canal acoustique sous-marin. *In Proc. GretsI 2007 21ème colloque sur le traitement du signal et des images, Troyes*, 11-14 Septembre 2007.
- [Pro95] J. G. Proakis. Digital Communications. *MCGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering*, 4th edition 1995.
- [PW72] W.W. Peterson and E.J. Weldon. *Error Correcting Codes*. Wiley interscience, second edition 1972.
- [PZB95] R.L. Peterson, R.E. Ziemer, and D.E. Borth. Introduction to Spread Spectrum Communications. *Prentice Hall*, 1995.
- [Rab06] Olivier Rabaste. *Estimation de canaux multi-trajets. Application à la Tomographie Acoustique Océanique active discrète*. PhD thesis, Ecole Nationale Supérieure des Telecommunications de Bretagne, Novembre 2006.
- [Rap02] Theodore S. Rappaport. Wireless Communications. principles and practice. *Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series*, 2nd edition 2002.
-

-
- [SHM01] Hirst S.A., B. Honary, and G. Markarian. Fast chase algorithm with an application in turbo decoding. *Communications, IEEE Transactions on*, 49(10) :1693–1699, Oct 2001.
- [SI02] M. Stojanovic and R.S.H. Istepanian. Underwater acoustic digital signal processing and communication systems. *Kluwer Academic Publishers*, 2nd edition 2002.
- [SJL02] S. Song and S.J. Baek J.S. Lim. Variable forgetting factor for least squares algorithm for frequency selective fading channel estimation. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol.51, May 2002.
- [SP80] D.V. Sarwate and M.B Pursley. Crosscorrelation Properties of Pseudo-random and Related Sequences. *Proceedings IEEE*, vol. 68 :593–619, May 1980.
- [Stü02] G. L. Stüber. Principles of mobile Communication. *Springer Science*, third edition 2002.
- [Ver98] S. Verdu. *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, 1998.
- [Vit95] A.J. Viterbi. Principles of Spread Spectrum Communication. *Addison-Wesley Wireless Communications Series*, 5th edition 1995.
- [YG73] D.M. Young and R.T. Gregory. *A Survey of Numerical Mathematics, Vol 2*. Dover Publications, 1973.
- [YL00] Y. L. Guan Yingbo Li. Modified jakes model for simulating multiple uncorrelated fading waveforms. *IEEE International Conference on Communications*, June 2000.
- [YY09] T.C. Yang and W.B. Yang. Interference suppression for code division multiple access communications in an underwater acoustic channel. *Journal of Acoustical Society of America*, 126(1) :220–228, 2009.
- [Zig04] K.S. Zigangirov. Theory of Code Division Multiple Access Communication. *IEEE Press Series on Digital and Mobile Communication*, 2004.
-

